



Conception par optimisation de convertisseurs statiques pour applications mono-convertisseur multi-machines séquentielles ; contribution à l'optimisation du placement-routage.

Christophe Ledoux

► To cite this version:

Christophe Ledoux. Conception par optimisation de convertisseurs statiques pour applications mono-convertisseur multi-machines séquentielles ; contribution à l'optimisation du placement-routage.. Autre. Supélec, 2012. Français. NNT : 2012SUPL0024 . tel-01140699

HAL Id: tel-01140699

<https://theses.hal.science/tel-01140699>

Submitted on 9 Apr 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



N° d'ordre : 2012-24-TH

THÈSE DE DOCTORAT

DOMAINE : SPI
Spécialité : Énergie

**Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des
Télécommunications et des Systèmes »**

Présentée par :

Christophe LEDOUX

Sujet :

Conception par optimisation de convertisseurs statiques pour applications mono-convertisseur multi-machines séquentielles; Contribution à l'optimisation du placement-routage

Soutenue le 11 décembre 2012 devant les membres du jury :

M. Hervé MOREL	Ampère	Président
M. Yvan LEFEVRE	Laplace	Rapporteur
M. Jean-Luc SCHANEN	G2Elab	Rapporteur
M. François FOREST	IES	Examineur
M. Eric LABOURE	LGEP	Examineur
M. Jean-Claude VANNIER	Supélec	Examineur
M. Jean-Luc THOMAS	CNAM	Directeur de thèse
M. Chérif LAROUCI	ESTACA	Co-encadrant
M. Pierre LEFRANC	Supélec	Co-encadrant

Remerciements

Mes premiers remerciements vont à Messieurs Pierre Lefranc, professeur-assistant à Supélec et Chérif Larouci, enseignant-chercheur à l'ESTACA et responsable du pôle système et énergie embarquée. Ils ont été présents tout au long de ces trois années. Leurs remarques et expertises scientifiques m'ont beaucoup apporté et d'avoir pu travailler à leurs côtés fut un vrai plaisir.

Je remercie Monsieur Jean-Luc Thomas, titulaire de la chaire Electrotechnique du *Cnam*, de bien avoir voulu accepté diriger cette thèse et d'apporter ainsi son expertise scientifique.

Je tiens à remercier tous les membres du jury de s'être intéressés à mes travaux. Je remercie très vivement les deux rapporteurs qui ont permis d'améliorer l'ensemble de cette thèse.

Ces travaux ont été effectués au sein du département Electrotechnique et Système d'Energie (ESE) de Supélec. Je remercie Jean-Claude Vannier, le directeur de département, de m'avoir accepté dans son équipe pendant ces trois années.

Merci aussi à toute l'équipe du département ESE pour leurs aides et tout spécialement Monsieur Philippe Dessante pour son aide précieuse dans le domaine de l'optimisation. Je remercie aussi tous les doctorants qui étaient dans l'équipe, Xavier, Benjamin, Soukayna, Antoine, Gilbert, Dany, Florent, Ivan, Thomas.

Je voudrais remercier tout particulièrement Madame Stéphanie Douesnard, secrétaire du département Electrotechnique et Système d'Energie, merci pour sa gentillesse et son soutien morale tout au long de cette thèse.

Merci également Messieurs Romain Benassi, Julien Bect et Emmanuel Vazquez du département Signaux et Systèmes Electroniques (SSE) de Supélec pour leurs précisions sur l'algorithme de krigeage ainsi que Messieurs Joël Cathelin et Demba Diallo pour leurs apports sur la modélisation et le contrôle de machine.

Enfin, je remercie mes amis qui m'ont apportés une aide morale très et des encouragements très précieux : Cathy, Mimie, Babat, Caro, Nico, Estelle, Sonia, Cricri. Merci à tous pour votre aide et de m'avoir changé l'idée !!

Je finirais par ma famille. Car sans elle, je ne serais pas arrivé jusque-là. Merci Maman et Papa pour tout ce que vous avez fait. Merci mon frère pour ton soutien. Et merci à Amélie, celle qui partage ma vie.

Désolé si je vous ai oublié dans cette liste car elle est non- exhaustive.

Merci encore à toutes et à tous.

Table des matières

<i>Table des figures</i>	<i>9</i>
<i>Table des tableaux</i>	<i>14</i>
<i>Introduction Générale</i>	<i>17</i>
<i>Chapitre I Pré-dimensionnement des convertisseurs de puissance embarqué dans les moyens de transport.....</i>	<i>21</i>
1. L'avion plus électrique, besoins et contraintes de conception	21
2. Projet CISACS, positionnement technique et scientifique.....	25
3. Approche de pré-dimensionnement des convertisseurs en électronique de puissance	27
4. Mutualisation des convertisseurs d'électronique de puissances : application aux systèmes mono-convertisseur multi-machines	29
5. Technologies des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs	33
5.1 Généralités	33
5.2. MOSFET, IGBT, RC-IGBT, RB-IGBT & MBS	33
5.3 CoolMOS & FlyMOS	35
5.4 Nouveaux matériaux semi-conducteurs	37
6. Conclusion	40
Références bibliographiques du Chapitre I.....	42
<i>Chapitre II Analyse fonctionnelle et dysfonctionnelle d'une application mono-convertisseur multi-machine séquentielle.....</i>	<i>49</i>
1. Structures candidates pour la mutualisation de l'onduleur	49
2. Modélisations fonctionnelles et dysfonctionnelles du système {convertisseurs + machines} [Led10].....	53
3. Résultats.....	60
3.1. Présentation des simulations	60
3.2. Simulations fonctionnelles.....	60
3.2.1. Résultats de simulation de l'onduleur avec aiguilleurs de puissance	60
3.2.2. Résultats de simulation du convertisseur matriciel.....	64
3.2.3. Conclusion	67
3.3. Simulations dysfonctionnelles	67
3.3.1. Défaut sur un interrupteur de l'onduleur en circuit ouvert	68
3.3.2. Défaut sur un interrupteur de l'aiguilleur en circuit ouvert	69

3.3.3. Défaut d'un enroulement en court-circuit	70
3.4. Conclusion des résultats de simulation	71
4. Conclusion	72
Références bibliographiques du Chapitre II	73
<i>Chapitre III : Méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation de chaînes d'actionnement mono-convertisseur multi-machines</i>	<i>75</i>
1. Modélisation en vue de l'optimisation.....	75
1.1. Définition du système	75
1.2. Modélisations des semi-conducteurs.....	76
1.2.1 Proposition de la définition d'un interrupteur générique monodirectionnel en tension et bidirectionnel en courant.....	76
1.2.2. Description des bases de données de composants.....	77
1.2.3. Pertes dans les semi-conducteurs	78
1.3. Dissipateur	81
1.4. Modélisation du filtrage	82
1.4.1 Normes utilisées.....	83
1.4.2. Réseau Stabilisateur d'Impédance en Ligne (RSIL)	84
1.4.3. Modélisation du filtre CEM de mode différentiel	84
1.4.4. Couplage du calcul CEM avec l'optimisation	86
1.5. Variables d'optimisation	87
2. Méthode d'optimisation.....	87
2.1. Principe de l'algorithme génétique	88
2.2. Population initiale	88
2.3. Processus itératif	88
2.3.1. Evaluation	88
2.3.2. Classement – Sélection	89
2.3.3. Croisement	90
2.3.4. Mutation.....	90
2.3.5. Bilan.....	90
2.4. Gestion des contraintes	90
2.5. Formalisation du problème d'optimisation	91
3. Résultats d'optimisation de l'étape du pré-dimensionnement.....	91
3.1. Cas général : N -machines (sans filtre CEM).....	91
3.1.1. Rappels sur les données nécessaires à l'optimisation	91

3.1.2. Résultats d'optimisation, influence du nombre de machines.....	93
3.1.3. Résultats détaillés de l'onduleur et de l'aiguilleur de puissance pour l'application CISACS (cas de deux machines).....	94
3.1.4. Résultat d'optimisation du filtre CEM.....	96
3.2. Résultats de pré-dimensionnement en fonction de la fréquence de découpage et de la puissance des machines électriques.....	97
3.2.1. Pré-dimensionnement pour des charges de 3kW	97
3.2.2. Résultats pour des puissances de 2kW et 4kW	100
3.2.3. Bilan des résultats d'optimisation.....	105
3.3. Mutualisation des bras d'onduleur.....	106
3.3.1. Principe et hypothèse de la mutualisation de bras	106
3.3.2. Résultats de la mutualisation de bras et comparaison avec les résultats précédent.....	107
3.3.3. Conclusion sur la mutualisation de bras	108
3.4. Conclusion sur les résultats d'optimisation du pré-dimensionnement	109
4. Conclusion	109
Références bibliographiques du Chapitre III.....	110
Chapitre IV : Contribution à l'optimisation du placement/routage	113
1. Modélisation Géométrique-Thermique-Electrique	113
1.1. Descriptions et objectifs	113
1.2. Modélisation des pistes.....	115
1.3. Modèle électrothermique de type « circuit »	117
1.3.1. Description générale	117
1.3.2. Modélisation de type « circuit »	117
1.4. Modèle thermique-géométrique.....	119
1.5. Bilan du modèle électrothermique –géométrique global	121
2. Algorithmes d'optimisation	122
2.1. Introduction.....	122
2.2. Historique de la méthode d'interpolation « krigage ».....	122
2.3. Le « krigage »	123
2.4. Variogramme, semi-variogramme	124
2.5. Calcul du vecteur de pondération W	126
2.6. Le critère EI	127

3. Adaptation de l'algorithme krigeage-EI au problème de placement/routage	128
3.1. Gestion des contraintes avec le krigeage EI.....	128
3.2. Paramétrage de l'algorithme de krigeage-EI.....	129
4. Résultat de l'optimisation du placement/routage.....	130
4.1. Rappel de l'optimisation à effectuer	130
4.1.1. Réglage des paramètres de l'algorithme génétique.....	130
4.1.2. Réglage des paramètres de l'algorithme par krigeage-EI	130
4.2. Résultats d'optimisation et comparaison des différents algorithmes .	130
5. Conclusion	133
Références bibliographiques du Chapitre IV	134
Conclusion générale	137
Perspectives	139
Production scientifique	141
Annexes	143
Annexe I : Description du calcul des pertes dans les composants de puissance d'un onduleur MLI.....	145
1. Pertes dans l'IGBT :	145
2. Pertes dans la diode.....	147
3. Pertes totales dans l'onduleur :	148
Annexe II : Composants de puissance utilisés dans l'optimisation	151
Annexe III : Comparaison entre le calcul analytique et le calcul par éléments finis pour une gamme de dissipateurs	159
Annexe IV : Caractéristiques des moteurs fournis par le LGEP	171

Table des figures

Figure N°1 : Architecture type d'un biréacteur en 3H [Lan05].....	22
Figure N°2 : Schéma de principe de l'IDG (Integrated Drive Generator) avec le CSD (Constant Speed Drive)[Lan06]	22
Figure N°3 : Architecture type d'un biréacteur plus électrique en 2H+2E [Lan06]	23
Figure N°4 : Schéma de principe d'un EHA utilisé pour le déplacement de surface de commande de vol [Lan06]	24
Figure N°5 : Schéma de principe d'un VFG (Variable Frequency Generator) [Lan06]	24
Figure N°6 : Déroulement d'un vol avec la mise en œuvre des différents actionneurs fonctionnant de manière séquentielle	26
Figure N°7 : Localisation des différents actionneurs électriques de CISACS [Mes07]	26
Figure N°8 : Synoptique du système onduleur mutualisé pour un système simplifié de trois charges séquentielles	27
Figure N°9 : Schéma de principe d'un onduleur avec aiguilleur de puissance vu par Messier [Mes07]	30
Figure N°10 : Architecture du mono-convertisseur multi-machines d'Airbus [Air062]	31
Figure N°11 : Principe de fonctionnement du mono-convertisseur multi-machines d'Airbus [Air062]	31
Figure N°12 : Schéma de principe d'un SMM avec un onduleur quatre bras alimentant deux machines asynchrones [Air07]	32
Figure N°13 : Classification des interrupteurs à base de semi-conducteurs [Sem][Nak06]	33
Figure N°14 : Comparaison entre un IGBT (à gauche) et un RC-IGBT (à droite)	34
Figure N°15 : Comparaison entre un IGBT (à gauche) et un RB-IGBT (à droite)	35
Figure N°16 : Coupe d'une cellule d'un MBS	35
Figure N°17 : Tracé de la résistance spécifique d'un MOSFET de puissance en fonction de sa tenue en tension. Les points correspondent aux valeurs estimées à partir des $R_{ds(on)}$ des MOSFET en boîtier D2PAK disponibles chez International Rectifier (www.irf.com), STMicroelectronics (www.st.com) et Infineon (www.infineon.com); en supposant une taille de puce de 30 mm ² . [But04]	36
Figure N°18 : Comparaison de conception des différents MOSFET : MOSFET à gauche, MOSFET à Super-Jonction au centre, FlyMos à droite	37
Figure N°19 : Graphique de la tenue en tension par rapport à la résistance à l'état passant de composant unipolaire en Silicium classique, en super-jonction et à ilots flottants [Led09]	38
Figure N°20 : Comparaison des différents matériaux par rapport à la tenue en tension et la résistance à l'état passant [Led09]	40
Figure N°21 : Structure à N onduleurs pour N machines, structure de puissance classique sans mutualisation	50
Figure N°22 : Onduleur mutualisé avec un aiguilleur de puissance à base d'interrupteurs électromécaniques	50

Table des figures

Figure N°23 : Onduleur mutualisé avec un aiguilleur de puissance à base de semi-conducteurs.....	51
Figure N°24 : Convertisseur matriciel direct (Conventional Matrix Converter CMC)	51
Figure N°25 : Convertisseur Matriciel Indirect (Indirect Matrix Converter IMC)	51
Figure N°26 : Exemple d'association de composants pour créer un composant bidirectionnel en tension et courant a) Point de diode avec interrupteur b) Interrupteur antiparallèle avec collecteur commun c) Interrupteur antiparallèle avec émetteur commun d) RB-IGBT.....	52
Figure N°27 : Convertisseur matriciel direct alimentant plusieurs charges mono ou triphasées.....	52
Figure N°28 : Commutations pour des interrupteurs au sein d'un convertisseur matriciel	53
Figure N°29 : Représentation d'un interrupteur de puissance générique bidirectionnel en courant et monodirectionnel en tension. Aspects fonctionnels et dysfonctionnels.....	54
Figure N°30 : Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à l'aide de la « brique élémentaire » pour les interrupteurs de puissance	55
Figure N°31 : Modélisation de l'aiguilleur de puissance à l'aide de la « brique élémentaire »	56
Figure N°32 : Séquences de commutation du convertisseur matriciel pour une tension d'entrée continue	56
Figure N°33 : Schéma bloc de la structure cascade pour la régulation en position du moteur.....	58
Figure N°34 : Synoptique de l'ensemble de la chaîne de conversion avec un onduleur-aiguilleur	59
Figure N°35 : Synoptique de l'ensemble de la chaîne de conversion avec un convertisseur matriciel.....	59
Figure N°36 : Synoptique de la simulation de l'onduleur avec aiguilleur alimentant deux moteurs	61
Figure N°37 : Positions des moteurs pour une consigne de 12,6 radians, structure de puissance avec onduleur et aiguilleurs.....	62
Figure N°38 : Courants de lignes en sortie de l'aiguilleur du moteur N°1, structure de puissance avec onduleur et aiguilleurs.....	63
Figure N°39 : Courants de lignes en sortie de l'aiguilleur du moteur N°2, structure de puissance avec onduleur et aiguilleurs.....	63
Figure N°40 : Evolution de la position angulaire des moteurs 1 et 2 pour une consigne de 12,6 radians, structure de puissance avec deux convertisseurs matriciels.....	65
Figure N°41 : Courants de lignes en sortie du premier convertisseur matriciel, structure de puissance avec deux convertisseurs matriciels	66
Figure N°42 : Courants de lignes en sortie du deuxième convertisseur matriciel, structure de puissance avec deux convertisseurs matriciels	66
Figure N°43 : Signaux de commande de chaque interrupteur d'un bras du convertisseur matriciel. -1 pour le bloquer, 1 pour le mettre à l'état passant	67
Figure N°44 : Localisation du défaut dans l'onduleur en cas de défaillance du driver	68

Figure N°45 : Courant de ligne dans chaque phase pour une charge RL avec un défaut (commande interrompue sur un interrupteur) sur un interrupteur de l'onduleur à $t=0,4$ seconde	69
Figure N°46 : Localisation du défaut d'un interrupteur de l'aiguilleur ou d'un défaut de déconnexion d'une phase de la charge	69
Figure N°47 : Courant en ligne dans chaque phase pour une charge RL avec une rupture de la phase une à $t=0,4$ seconde	70
Figure N°48 : Localisation du défaut d'un enroulement en court-circuit	70
Figure N°49 : Courant de ligne dans chaque phase pour une charge RL dont un élément est mis en court-circuit à $t=0,4$ seconde	71
Figure N°50 : Synoptique des choix de composants et calculs numériques en vue de l'optimisation des architectures candidates	76
Figure N°51 : Définition de l'interrupteur générique mono directionnel en tension et bidirectionnel en courant	76
Figure N°52 : Système d'aiguilleur de puissance et interrupteur bidirectionnel en tension et courant	80
Figure N°53 : Représentation géométrique 3D d'un dissipateur	81
Figure N°54 : Comparaison entre les données du constructeur ABL et la modélisation analytique proposée [Lef12] pour le dissipateur 335AB	82
Figure N°55 : Schéma électrique équivalent de la modélisation thermique	82
Figure N°56 : Synoptique de l'ensemble RSIL-Filtre CEM-Convertisseur de puissance-Machine	83
Figure N°57 : Gabarit du spectre du courant absorbé à respecter pour une alimentation 270V DC (norme MIL-STD-704F)	83
Figure N°58 : Gabarit d'émission pour des câbles de puissance de la norme DO160	84
Figure N°59 : Schéma du RSIL pour la norme DO 160 avec les différentes valeurs des composants	84
Figure N°60 : Schéma équivalent du filtre CEM de mode différentiel	85
Figure N°61 : Exemple de courant absorbé par l'onduleur, résultat de simulation avec Matlab/Simulink	86
Figure N° 62 : Spectre CEM du bus continu non filtré (fréquence de découpage de 10kHz) et gabarit CEM de la norme MIL-STD-704F	86
Figure N°63 : Synoptique d'un algorithme génétique élitiste	89
Figure N°64 : Définition de l'interrupteur générique mono directionnel en tension et bidirectionnel en courant	92
Figure N°65 : Variables d'optimisation pour l'onduleur et l'aiguilleur	93
Figure N°66 : Définition de l'interrupteur générique bidirectionnel en tension et en courant	93
Figure N°67 : Variables d'optimisation pour le convertisseur matriciel	93
Figure N°68 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs}, {onduleur + aiguilleur} et {matriciel} en fonction du nombre de machines électriques de 3kW en fonction de la température ambiante pour une fréquence de découpage de 2.1kHz	94

Table des figures

Figure N°69 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 3kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 2.1kHz et 10kHz	98
Figure N°70 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 3kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 20kHz et 50kHz	99
Figure N° 71 : Spectre CEM du bus continu avec filtre à une fréquence de découpage de 10kHz et du gabarit CEM de la norme MIL-STD-704F	100
Figure N°72 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 2kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 2.1kHz et 10kHz	101
Figure N°73 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 2kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 20kHz et 50kHz	102
Figure N°74 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 4kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 2.1kHz et 10kHz	103
Figure N°75 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 4kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 20kHz et 50kHz	104
Figure N°76 : Volume du filtre CEM en fonction de la fréquence de commutation pour une puissance de machine électrique de 2kW, 3kW et 4kW	105
Figure N°77 : Schéma de principe de la mutualisation de bras	106
Figure N°78 : Schéma du principe de la mutualisation de bras avec la problématique du neutre relié.....	107
Figure N°79 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs}, {onduleur + aiguilleur}, {N-onduleurs avec mutualisation de bras}, {onduleur + aiguilleur avec mutualisation de bras} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 3kW pour deux températures ambiantes et pour deux fréquences de découpage	108
Figure N°80 : Représentation géométrique 3D d'un dissipateur double faces de référence ARH du constructeur ARCEL	109
Figure N°81 : Schéma équivalent du hacheur abaisseur avec filtre d'entrée	114
Figure N°82 : Représentation 2D du problème de placement/routage.....	114
Figure N°83 : Organigramme de l'optimisation par placement/routage	115
Figure N°84 : Représentation des entrées et sorties du calcul des paramètres des pistes avec le logiciel FEMM.....	116
Figure N°85 : Représentation simplifiée d'une piste, du circuit imprimé (epoxy) et du dissipateur.....	116
Figure N° 86 : Cartographie du champ magnétique généré par un courant de 1A à 10kHz sous FEMM.....	116
Figure N° 87 : Modélisation électrothermique et calcul des pertes totales dans les semi-conducteurs.....	117
Figure N° 88 : Synoptique du modèle électrothermique transitoire permettant de déterminer les paramètres nécessaires pour l'estimation des pertes en commutation	117

Figure N°89 : Schéma électrique équivalent du hacheur abaisseur avec filtre d'entrée et des éléments de câblage	118
Figure N°90 : Schéma des différents modes de propagation de la chaleur dans le dissipateur	120
Figure N° 91 : Résumé du problème d'optimisation et des différentes briques de calcul au sein du modèle global	121
Figure N°92 : Synoptique de l'algorithme d'optimisation par krigeage-EI.....	123
Figure N°93 : Représentation de six points dans un plan	124
Figure N°94 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_1	125
Figure N°95 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_2	125
Figure N°96 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_3	125
Figure N°97 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_4	125
Figure N°98 : Représentation des principaux semi-variogrammes « pratiques » utilisés [Bai05]	126
Figure N°99 : Exemple d'un semi-variogramme. Les cercles sont les points du semi-variogramme « empirique » trouvés grâce à l'équation (24). Le semi-variogramme « théorique » est ajusté sur le semi-variogramme « empirique » par une méthode des moindres carrés. Sur cet exemple, le semi-variogramme « théorique » est de type Gaussien	126
Figure N° 100 : Evolution de la fonction objectif avec le krigeage-EI pour une définition de grille de 10 points par paramètre	132
Figure N° 101 : Evolution de la fonction objectif avec le krigeage-EI pour une définition de grille de 20 points par paramètre	132
Figure N° 102 : Evolution de la fonction objectif avec le krigeage-EI pour une définition de grille de 30 points par paramètre	132

Table des tableaux

<i>Tableau N°1 : Tableau comparatif des différents matériaux [Led09]</i>	<i>39</i>
<i>Tableau N°2 : Valeurs numériques de la résistance thermique du dissipateur 335AB pour différentes valeurs de la longueur du dissipateur</i>	<i>81</i>
<i>Tableau N°3 : Evolution du volume du filtre CEM en fonction de la fréquence de commutation et la température ambiante pour une puissance de machine électrique de 3kW</i>	<i>100</i>
<i>Tableau N°4 : Evolution du volume du filtre CEM en fonction de la fréquence de commutation et la température ambiante pour une puissance de machine électrique de 2kW, 3kW et 4kW</i>	<i>105</i>
<i>Tableau N°5 : Résultats d'optimisation par algorithme génétique et krigeage-EI pour le placement/routage décrit dans la partie IV-2</i>	<i>131</i>
<i>Tableau N° 6 : Résultats d'optimisation avec un algorithme par krigeage-EI avec trois jeux de points de départ différents pour le placement/routage décrit dans la partie IV-2</i>	<i>131</i>
<i>Tableau N°7 : Caractéristiques principales des IGBTs utilisés dans le chapitre III</i>	<i>152</i>
<i>Tableau N°8 : Caractéristiques principales des MOSFETs utilisés dans le chapitre III...</i>	<i>153</i>
<i>Tableau N°9 : Caractéristiques principales des diodes utilisées dans le chapitre III</i>	<i>154</i>
<i>Tableau N°10 : Caractéristiques principales des condensateurs de chez CDE Cornell Dubilier de type 947C en polypropylène pour bus continu utilisés dans le chapitre III....</i>	<i>155</i>
<i>Tableau N°11 : Caractéristiques principales des dissipateurs de chez ABL utilisés dans le chapitre III.....</i>	<i>156</i>
<i>Tableau N°12 : Caractéristiques principales des dissipateurs de chez ABL utilisés dans le chapitre III (suite).....</i>	<i>157</i>
<i>Tableau N°13 : Comparaison de l'erreur entre le calcul analytique et le calcul numérique 3D pour différents dissipateurs.....</i>	<i>170</i>

Introduction Générale

Les systèmes électriques sont de plus en plus présents dans les applications embarquées. Ils remplacent les systèmes mécaniques (les pompes à eau des voitures entraînées par la courroie moteur remplacée par un moteur électrique) ou hydraulique (un des trois circuits hydrauliques dans les avions remplacé par un circuit électrique). Ces remplacements s'accroissent ces dernières années et ceci est dû à plusieurs facteurs : l'augmentation du rendement et de la fiabilité des systèmes électriques ainsi que la capacité de pouvoir récupérer l'énergie lors des phases de freinage. Dans le cas du remplacement d'un système hydraulique par un système électrique, le gain de masse n'est pas significatif mais peut devenir plus important en mutualisant l'onduleur. Les systèmes SMM (*Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs*) sont une première approche [Pie02]. Ces systèmes utilisent un onduleur à N bras pour contrôler plusieurs machines qui fonctionnent en même temps. Dans ce manuscrit, nous nous intéressons au cas particuliers où les charges fonctionnent de manière séquentielle (par exemple, le train d'atterrissage, les aérofreins, l'orientation de la roue avant, etc.). Ainsi, pour une même gamme de puissance de machines électriques, un seul onduleur peut être utilisé avec un « aiguilleur de puissance » pour orienter le flux de puissance vers les différentes charges. L'avantage de ce système serait de réduire la masse et l'encombrement du système complet. Pour tirer avantage de cette idée, il faut vérifier que l'ensemble onduleur et aiguilleur de puissance soit plus intéressant que N onduleurs vis-à-vis d'un ou plusieurs critères (masse, volume, coût, rendement, etc.).

Ces travaux de thèse ont été effectués au sein du projet CISACS (*Concept Innovant de Systèmes d'Actionnement de Commandes de vols secondaires et de Servitudes*), labélisé par le pôle de compétitivité Astech Paris Région. Ce projet a pour objectif de concevoir une chaîne d'actionnement complète (convertisseurs de puissance, motoréducteurs, systèmes de supervision et de commande) en vue de l'électrification de commandes de vols secondaires et de servitudes d'avions d'affaires (de type FALCON) en favorisant la mutualisation des convertisseurs de puissance. Notre rôle dans ce projet est de se focaliser sur la partie convertisseurs d'électronique de puissance (onduleur-aiguilleur). L'objectif est de développer une méthodologie de pré-dimensionnement de cet étage de puissance en considérant des contraintes multi-physiques et en intégrant le choix technologiques des composants.

En effet, le besoin de réduire les coûts et d'accélérer les phases de conception de convertisseurs embarqués nécessite la mise en place d'approches permettant de formaliser certaines pratiques et de capitaliser le savoir faire acquis grâce à l'expérience du concepteur. Ce dernier se retrouve souvent devant un problème de choix d'architectures et de technologies de composants pour réaliser une fonction donnée tout en cherchant à optimiser un ou plusieurs objectifs (la masse, l'encombrement, le rendement,...). Sans une méthodologie rigoureuse, systématique et facilement utilisable, la résolution de ce problème d'optimisation semble vouée à l'échec.

Dans ce contexte, nous proposons une méthodologie de pré-dimensionnement progressif de convertisseurs statiques par optimisation sous contraintes multi-physiques. Grâce à cette méthodologie, le choix des composants actifs et passifs est automatisé. Pour ce faire, des bases de données technologiques de composants sont utilisées. Le concepteur peut également facilement optimiser plusieurs structures candidates afin de déterminer la structure la plus adaptée à un cahier des charges donné. Son apport peut alors être concentré sur un travail de synthèse et de comparaison des résultats d'optimisation.

Dans un second temps, après avoir validé un choix d'architecture et de composants de puissance, le concepteur peut affiner le pré-dimensionnement de la structure choisie. En effet, les modèles mis en œuvre pour la première étape de pré-dimensionnement sont considérés pour le pire des cas vis-à-vis des températures de jonction. En conséquence, nous proposons d'affiner la modélisation électrothermique des composants de puissance afin d'optimiser finement le placement-routage de ces derniers sur un système de dissipateur en minimisant le volume de celui-ci. Pour ce faire, un macro-modèle du système complet est développé et intégré dans une démarche d'optimisation. Il permet de représenter les phénomènes électrothermiques tout en considérant les positions relatives et absolues des semi-conducteurs de puissance sur un dissipateur plan. Afin de dégager une première méthodologie, nous avons considéré une cellule de commutation élémentaire d'un hacheur abaisseur avec filtre d'entrée.

Ce manuscrit est organisé en quatre chapitres. Le premier introduit, à travers le contexte et les objectifs du projet CISACS, la problématique de conception de convertisseurs statiques à embarquer au sein de futurs avions plus électrique. Après avoir présenté les besoins et les objectifs du projet CISACS, un travail bibliographique sur les différentes approches de conception de ces convertisseurs est effectué. Le projet CISACS s'intéresse à la vision innovante d'un onduleur alimentant plusieurs charges de manière séquentielle. Dans la littérature, seuls des convertisseurs d'électronique de puissance alimentant plusieurs machines électriques en même temps (SMM) ont été clairement investigués. Une étude de ces structures pose les premières bases quant au convertisseur à concevoir pour l'application CISACS. Un état de l'art sur les technologies mais aussi les matériaux des composants d'électronique de puissance est également réalisé pour identifier les technologies émergentes potentiellement intéressantes pour être intégrées dans notre démarche de conception.

Dans le deuxième chapitre, une analyse fonctionnelle et dysfonctionnelle de certaines architectures adaptées à une application de type CISACS est effectuée. Dans ce contexte, trois architectures sont considérées : structure classique (de référence) N convertisseurs-N machines, une architecture mono convertisseur (mutualisé)-aiguilleur-N machines et une structure d'un convertisseur matriciel-N machines. Pour vérifier le fonctionnement et le comportement de ces structures en cas de défaillances, une « brique générique » modélisant les composants de puissance (IGBT, MOSFET, diode) en mode normal et en présence de défauts est développée. Avec la collaboration du LGEP, partenaire du projet CISACS, qui travaille sur la partie machines électriques embarquées en termes de modélisation et commande, le fonctionnement des structures candidates est analysé en mode

fonctionnel et en mode dysfonctionnel en vue de prédire l'impact d'un défaut convertisseur sur le système complet.

Les structures candidates étant validées dans le chapitre précédent, le choix d'une architecture optimale (la mieux placée pour répondre à un cahier des charges donné) et le choix technologique des composants la constituant est réalisé dans le troisième chapitre. Pour effectuer ces choix, des modèles des différents aspects de conception sont élaborés en vue de l'optimisation : pertes dans les composants actifs et passifs, modèle thermique permettant d'estimer les températures de jonction des semi-conducteurs associés à un dissipateur, modèle de perturbations CEM conduites de type différentiel ainsi qu'un modèle de volume global de la structure de puissance. Concernant le choix des composants, des bases de données technologiques sont mises en place et un modèle générique d'un interrupteur de puissance est développé. Il permet de reconstituer les principales technologies de composants élémentaires individuels (IGBT, MOSFET, Diode) ou associés (IGBT+Diode, MOSFET+Diode). Les différentes structures candidates sont optimisées à l'aide d'un algorithme génétique. L'objectif considéré dans notre cas est la minimisation du volume. Les résultats des différentes structures sont analysés pour différents cahiers des charges (2kW, 3kW, 4kW). Pour un cahier des charges avec un certain nombre de machines à alimenter, notre méthodologie permet au concepteur de faire un choix quant à la « meilleure » structure d'électronique de puissance envisageable.

A l'issue de la première phase de pré-dimensionnement, le concepteur choisit la structure d'électronique de puissance qui répond le mieux au cahier des charges et connaît les composants associés à cette structure. Afin d'affiner le pré-dimensionnement de la structure de puissance retenue, nous proposons dans le dernier chapitre une méthodologie de placement-routage des semi-conducteurs de puissance sur dissipateur plan. La modélisation mise en œuvre fait intervenir les aspects électrique-thermique-géométrique du système. Afin d'explorer la mise au point d'une méthodologie fonctionnelle et générique, nous avons choisi de traiter le problème d'optimisation d'un hacheur abaisseur avec filtre d'entrée. Dans ce cas, une évaluation de la fonction objectif (volume du dissipateur) et des contraintes (températures de jonctions) en un point requiert quelques dizaines de secondes voire quelques minutes. Devant ce problème d'optimisation de fonction dite « coûteuse », nous proposons d'utiliser un algorithme d'optimisation de type krigeage expected improvement (KEI) adapté à ce type de problème. Une comparaison des résultats et des performances de cette méthode avec ceux obtenus par un algorithme génétique nous permet d'évaluer le potentiel que représente ce type de méthodes pour l'optimisation sous contraintes multi-physiques en électronique de puissance.

Chapitre I

Pré-dimensionnement des convertisseurs de puissance embarqué dans les moyens de transport

Ce premier chapitre introductif a pour objectif de positionner les travaux de thèse dans une problématique de conception de systèmes électriques dans un environnement aéronautique. Pour cela, un historique des systèmes électriques est proposé et retrace les grandes évolutions depuis les années 1950 à aujourd'hui (2012) pour introduire la notion « d'avion plus électrique ». Ensuite, le cadre du projet CISACS (Concept Innovant de Système d'Actionnement de Commandes de vols Secondaires et de Servitudes) au sein du Pôle de Compétitivité ASTech Paris Région est développé : pourquoi et comment mutualiser des convertisseurs de puissance (de type onduleur) sur des charges qui fonctionnent de manière séquentielle afin de réduire potentiellement la masse globale du

système ? Après une analyse générale, nous proposons une simplification de la problématique de la mutualisation de convertisseur dans le cas d'un système à trois charges (vérins de train, vérins d'aérofreins et vérins d'orientation). Quelques solutions technologies sont proposées sur la base de brevets mettant en œuvre des systèmes d'aiguillage de puissance à base de relais électromécaniques et de relais à semi-conducteurs. Afin de bien comprendre la suite des travaux de thèse sur le pré-dimensionnement des convertisseurs de puissance, nous proposons également une classification des matériaux semi-conducteurs (Si, SiC, GaN et Diamant) et les composants interrupteurs de puissance d'aujourd'hui (MOSFET, IGBT, RC-IGBT, RB-IGBT, MBS, etc.).

1. L'avion plus électrique, besoins et contraintes de conception

« L'avion plus électrique » est un terme qui est apparu d'une manière explicite dans les années 2000 avec la conception de l'A380. Cependant, depuis les années 1960, l'avion embarque des systèmes électriques où la puissance électrique ne cesse de croître [Lan05].

Dans un avion biréacteur classique, l'architecture de la puissance est dite « 3H ». Ceci signifie que l'avion possède trois circuits hydrauliques distincts qui fournissent la puissance nécessaire aux actionneurs. Cette redondance assure une continuité de fonctionnement en cas de perte d'un ou deux circuits hydrauliques où les pompes des circuits hydrauliques et les alternateurs sont entraînés par les réacteurs.

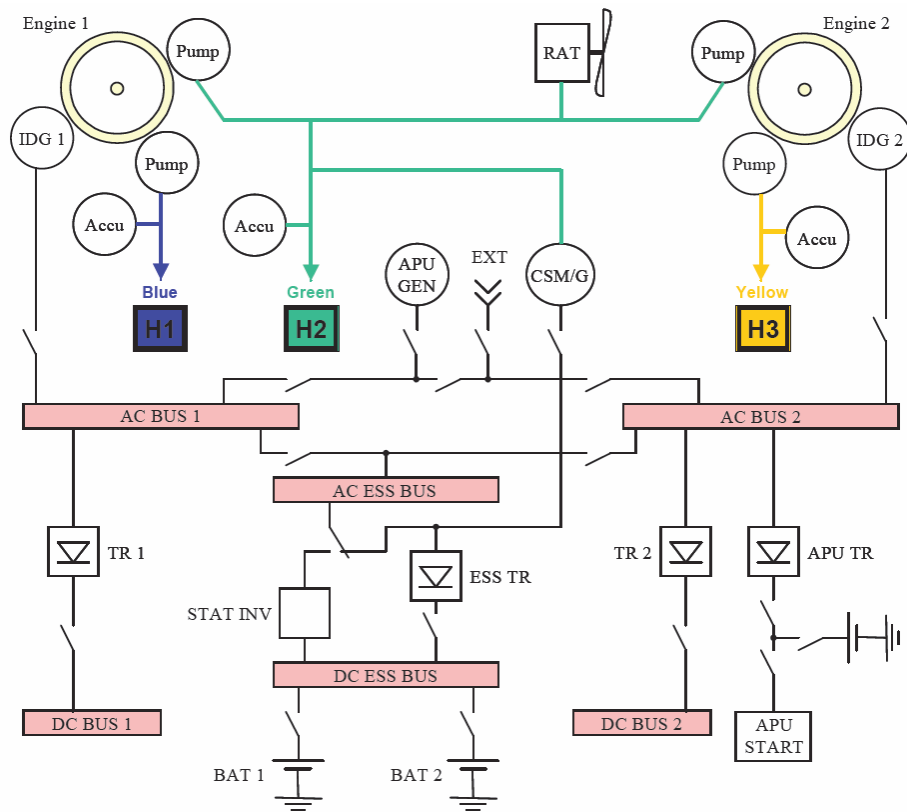


Figure N°1 : Architecture type d'un biréacteur en 3H [Lan05]

La puissance électrique d'un avion « non électrique » est principalement utilisée pour l'électronique de navigation, les instrumentations de bord, l'éclairage de la cabine et le confort des passagers. Tous les autres équipements tels que les commandes de vol utilisent la puissance hydraulique ou pneumatique. Dans les années 1950, la Caravelle embarquait un total de 27kVA de puissance électrique [Bar05]. La première évolution du réseau de bord est la tension d'alimentation qui passe de 28V DC à 115V AC- 400Hz (triphase). Le choix d'une telle alimentation permet de réduire la taille des actionneurs à puissance égale. Comme la vitesse de rotation d'un réacteur est variable, pour garantir une fréquence de 400Hz, l'axe qui relie le réacteur à l'alternateur passe par un système 'CSD' (Constant Speed Drive). L'ensemble alternateur - CSD est nommé Integrated Drive Generator (IDG) Figure N°2.

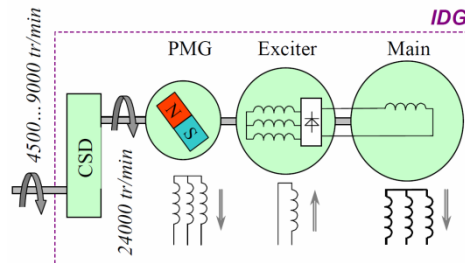
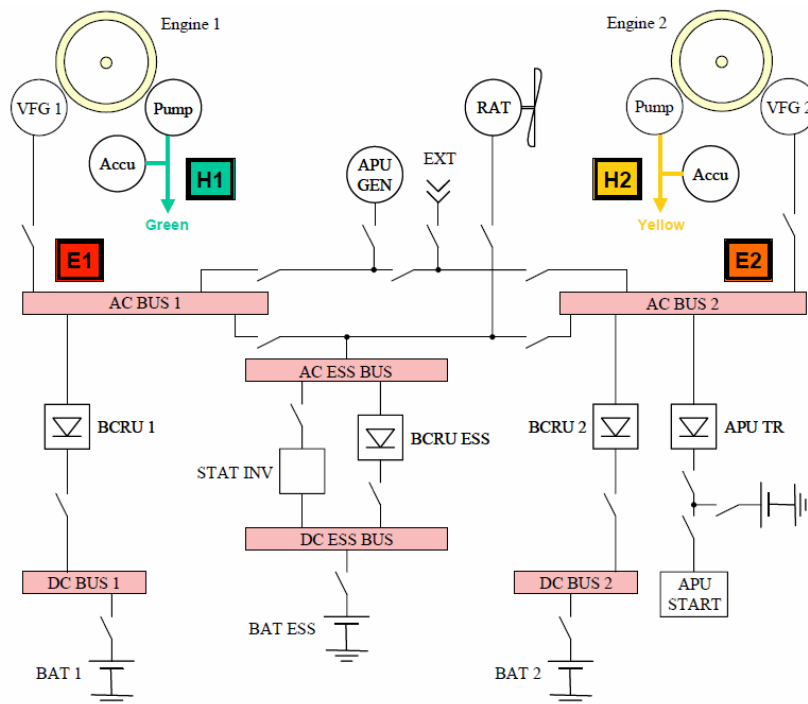


Figure N°2 : Schéma de principe de l'IDG (Integrated Drive Generator) avec le CSD (Constant Speed Drive)[Lan06]



- Les EHA (Electro-Hydrostatic Actuator) qui sont des actionneurs en deux parties. Un convertisseur d'électronique de puissance alimente un moteur qui entraîne la pompe hydraulique et met en pression le circuit hydraulique afin d'actionner un vérin hydraulique : Figure N°4.
- Les EMA (Electro-Mechanical Actuator) : à titre d'exemple, un moteur entraînant une roue et vis sans fin.
- Les EBHA (Electro Back-up Hydraulic Actuator) sont des actionneurs qui fonctionnent normalement avec le circuit hydraulique de l'avion. Si le circuit hydraulique est défaillant, un circuit électrique vient alimenter un moteur pour entraîner une pompe. L'EBHA est donc équivalent à un EMA en cas de défaillance du circuit hydraulique de bord.

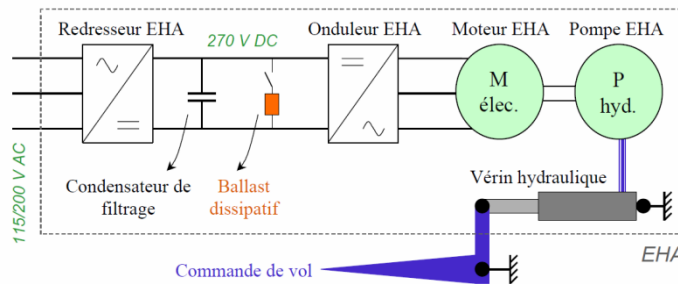


Figure N°4 : Schéma de principe d'un EHA utilisé pour le déplacement de surface de commande de vol [Lan06]

Une autre évolution importante dans l'A380 est le réseau électrique triphasé dont la fréquence varie de 360Hz à 800Hz. Ceci est dû au fait que l'IDG est remplacé par un VFG (Variable Frequency Generator) Figure N°5. Un VFG est une IDG (Integrated Drive Generator) sans le système CSD (Constant Speed Drive). La suppression du CSD réduit l'encombrement et la masse des générateurs. Cette évolution est rendue possible par la généralisation des convertisseurs de l'électronique de puissance.

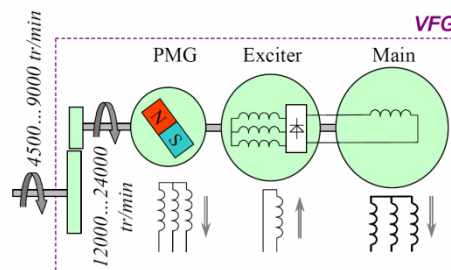


Figure N°5 : Schéma de principe d'un VFG (Variable Frequency Generator) [Lan06]

Aujourd'hui, la puissance électrique d'un A380 est de 900kVA [Man09]. On note que le B 787, dernier avion de Boeing certifié le 26 août 2011, a une puissance installée de 1.4MVA.

L'augmentation de la puissance électrique de bord fait apparaître des problèmes de stabilité du réseau. Le nombre d'actionneurs devenant important, la puissance mise en jeux augmente, les différents consommateurs au sein du réseau avion ont une influence sur les comportements statiques et dynamiques du réseau électrique. La récupération d'énergie dans un avion plus électrique est facilitée par l'ajout de systèmes électriques réversibles. Cependant, les différents actionneurs électriques utilisés à l'heure actuelle sont basés sur une structure avec un pont de diode (donc non-réversible). En mode générateur, l'énergie fournie par l'actionneur est de ce fait dissipée dans des résistances. Pour récupérer cette énergie, deux solutions sont possibles :

- la première consiste à récupérer l'énergie dans un système de stockage local pour être utilisée ultérieurement localement.
- La seconde est de réinjecter cette énergie sur le réseau de bord à courant continu.

La conséquence serait de concevoir et gérer un réseau à tension continue alors qu'il est actuellement à tension alternative [Lan06]. En conclusion, on peut dire que « l'avion plus électrique » est l'orientation scientifique et technique actuelle [Lan06]. Il s'agit de continuer à remplacer des systèmes principalement hydrauliques par des systèmes électriques dans un premier temps. Nous voyons aussi se dégager la problématique de la récupération de l'énergie électrique, qui est possible sous la forme de stockage et/ou de réinjection sur le réseau de bord.

Cette électrification est accompagnée par une utilisation généralisée de convertisseurs d'électronique de puissance. Une bonne intégration de ces convertisseurs dans l'environnement avion nécessite des approches de conception dédiées en considérant des contraintes multi-physiques. Cependant, reste à prouver la fiabilité de l'ensemble des systèmes électriques par rapport aux exigences des applications avioniques.

2. Projet CISACS, positionnement technique et scientifique

En région Ile de France, plusieurs pôles de compétitivité existent et chacun d'eux travaille dans un domaine particulier. Le pôle de compétitivité ASTech Paris Région a pour but de consolider la position de la région Ile de France dans le domaine de l'aéronautique, spatial et des systèmes embarqués.

Il est organisé en plusieurs domaines thématiques :

- Architecture véhicules et équipements,
- Energie à bord,
- Essais et instrumentations,
- Maintenance aéronautiques,
- Matériaux et procédés,
- Propulsion,
- Emploi formation et recherche.

Le projet CISACS (Concept Innovant de Système d'Actionnement de Commandes de vols secondaires et de Servitudes) est l'un des projets du thème de l'énergie à bord. De même, 3MT (Matériaux magnétiques pour machines et transformateurs), RECUPENER (récupération d'énergie sur le réseau de bord) ou bien encore SEFORA (étude des chaînes de conversion d'énergie sous des températures ambiantes supérieures à 200°C) sont d'autres projets issus de ce même domaine thématique.

Le projet CISACS s'inscrit clairement dans la démarche de « l'avion plus électrique ». Dans le cadre de ce projet, l'idée de base est que certains actionneurs sont utilisés de manière séquentielle lors d'un vol : de ce fait, les convertisseurs de puissance des différents actionneurs pourraient être communalisés afin de réduire, potentiellement, la masse du système global.

La Figure N°6 ci-dessous présente un exemple de déroulement d'un vol en précisant les actionneurs fonctionnant d'une manière séquentielle.

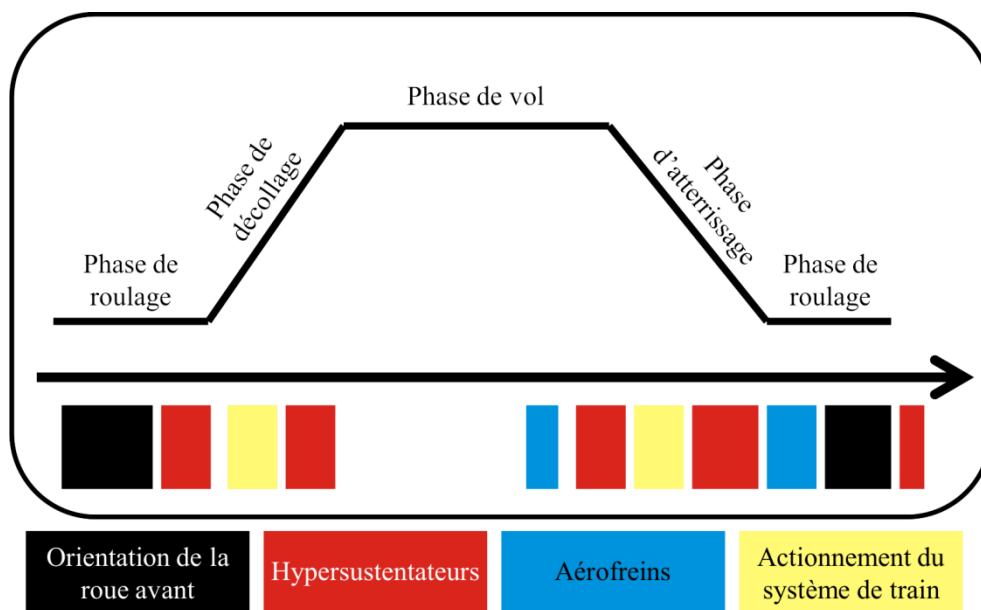


Figure N°6 : Déroulement d'un vol avec la mise en œuvre des différents actionneurs fonctionnant de manière séquentielle

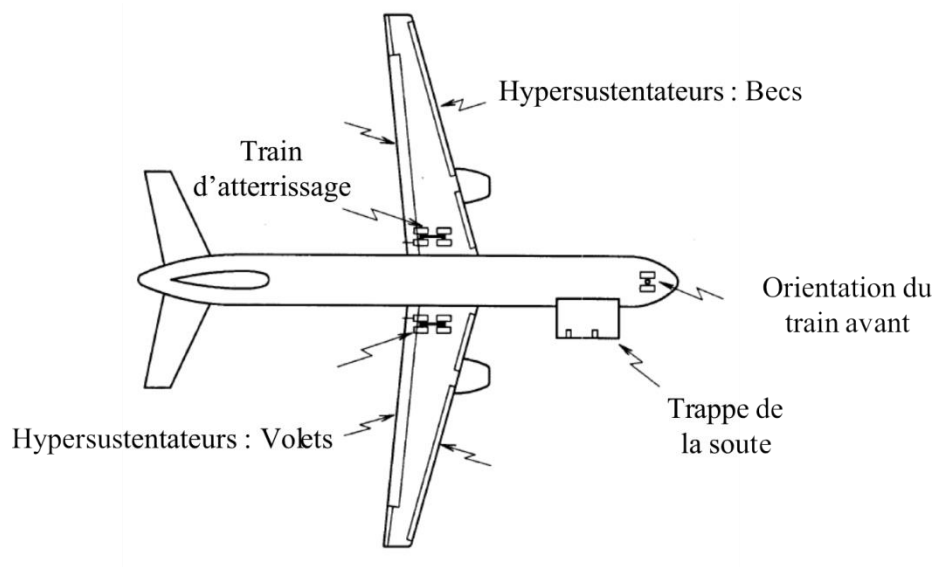


Figure N°7 : Localisation des différents actionneurs électriques de CISACS [Mes07]

Lors d'un vol, l'orientation du train avant est utilisée au sol. Durant les phases de décollage et d'atterrissage, le système d'actionnement de train est mis en fonctionnement. Ce système est principalement composé des trappes de train, du système de relevage et d'un crochet de verrouillage. Les aérofreins sont, quant à eux, utilisés avant la descente et pendant l'atterrissage (ces systèmes ont été choisis pour leur caractère séquentiel).

Les différents systèmes évoqués précédemment sont initialement réalisés avec une technologie hydraulique. L'un des buts du projet est de les remplacer par des

systèmes électriques. De plus, sous l'hypothèse d'un fonctionnement séquentiel, les différents convertisseurs pourraient être mutualisés.

Au sein d'un aéronef, les différents systèmes sont localisés dans des zones différentes comme le montre la figure N°7.

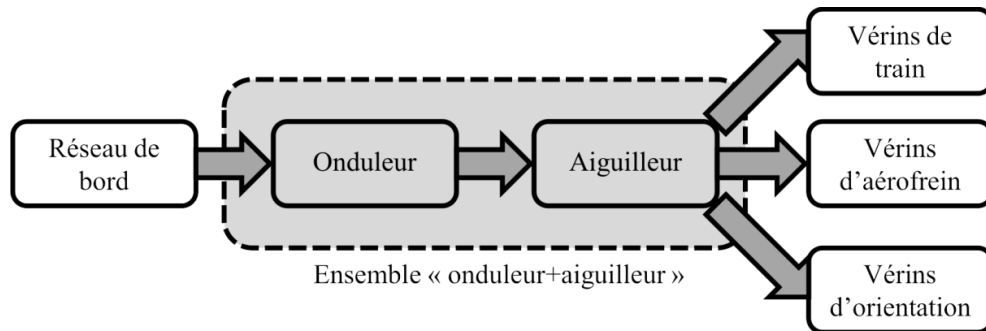


Figure N°8 : Synoptique du système onduleur mutualisé pour un système simplifié de trois charges séquentielles

Sur la Figure N°8 est proposée la simplification du problème de la mutualisation de convertisseurs de puissance sur charges séquentielles avec trois actionneurs. La problématique analysée et développée dans cette thèse est le dimensionnement du système {onduleur + aiguilleur} dans le cas général en considérant N -actionneurs. Pour cela, nous proposons une méthodologie de conception et un outil de prototypage virtuel utilisable dans un milieu industriel.

3. Approche de pré-dimensionnement des convertisseurs en électronique de puissance

Dans l'industrie, le coût et le temps de conception d'un système se doivent d'être les plus faibles possibles. Une fois le cahier des charges défini, à partir d'outils numériques, les concepteurs pourraient définir un premier prototype virtuel du système. Celui-ci lèverait des risques potentiels et permettrait de redéfinir le cahier des charges si nécessaire. Ce prototypage virtuel permettrait de valider la première étape d'une conception de système que l'on nomme souvent étape de pré-dimensionnement [Ejj10][Hel06]. Il tient compte des objectifs et contraintes définis dans le cahier des charges tout en considérant une modélisation multi-physique (phénomènes thermiques, électriques, CEM, dynamiques, etc.). Pour mener à bien le pré-dimensionnement, plusieurs étapes peuvent être nécessaires. Par exemple, dans la thèse de K. Ejjabraoui [Ejj10], le pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance (pour applications automobiles) est découpé en trois étapes. Elles mettent en jeu différents niveaux de finesses dans l'approche de modélisation et d'optimisation :

- *Premier niveau* : sur la base du cahier des charges et du dossier de définition de la fonction à réaliser, le choix de l'architecture et des technologies des composants sont automatisés. Les modélisations sont abordées avec une formulation analytique simple pour mener à des calculs numériques rapides. Le recours à des bases de données est

nécessaire pour les différentes technologies de composants. A la fin de la première étape, un rebouclage est prévu pour affiner le cahier des charges si nécessaire.

- *Deuxième niveau* : l'optimisation du convertisseur est basée sur des modélisations plus fines. Les contraintes et objectifs multi-physiques sont introduits (température, CEM conduite, rendement, volume, masse, etc.). Le concepteur a le choix de considérer un ou plusieurs objectifs (afin d'obtenir un front de Pareto des solutions possibles). De plus, les contraintes et objectifs dynamiques sont introduits ce qui permet au concepteur de considérer la loi de commande dès la phase de pré-dimensionnement. A la fin du deuxième niveau, l'architecture sélectionnée est optimisée avec ses différents composants.
- *Troisième niveau* : il a pour objectif de lever certaines incertitudes sur des problèmes géométriques au sein du convertisseur : effet de la géométrie sur les performances CEM conduites, sur les répartitions de température au sein des semi-conducteurs, etc. Dans la thèse de K. Ejjabraoui, deux exemples sont considérés pour illustrer une approche d'optimisation 3D du placement des composants sous contraintes thermiques. Cette optimisation lève les risques de l'intégration 3D des composants au niveau des contraintes thermiques. En résumé, à partir d'un cahier des charges, le concepteur a levé le maximum de risques sur le choix d'architecture, le choix des composants et l'organisation 3D de son convertisseur d'électronique de puissance.

La thèse de S. Mandray [Man09] propose une démarche du placement/routage pour les modules en électronique de puissance. Cette démarche nécessite d'effectuer des optimisations sous des critères thermiques et CEM conduite (en appliquant des normes de l'aéronautique). L'optimisation est faite en trois phases. Le choix des composants ne fait pas partie de ces travaux. Les variables d'optimisation sont le placement des puces, la taille des pistes et l'épaisseur du DBC (Direct Bond Copper). Cette optimisation a pour objectifs la minimisation de la somme de tous les écarts de température entre chaque puce et/ou la minimisation de la tension aux bornes du RSIL pour une ou plusieurs fréquences du spectre CEM. Dans un premier temps, l'optimisation mono-objective est réalisée en considérant les températures de jonctions comme fonction objectif et le spectre du courant (CEM) en contrainte à respecter. Dans un deuxième temps, une optimisation bi-objective est faite en considérant les objectifs « thermique » et « CEM ». Grâce à cette optimisation, un « design » est élaboré. On note que ces travaux de thèse sont un complément de la troisième étape de la thèse de K.Ejjabraoui dans le sens où le placement et le routage sont effectués avec des critères « thermique » et « CEM ».

Nous venons de voir que la CEM est une contrainte importante dans la conception des convertisseurs de puissance. Dans la thèse de H. Helali [Hel06], les contraintes CEM conduites sont considérées dans le pré-dimensionnement des convertisseurs. L'originalité de ces travaux se trouve dans la formulation analytique des spectres conduits en mode commun et mode différentiel. La fonction objective est soit la surface, soit le coût, soit le rendement ou bien encore

la masse. L'optimisation permet de choisir les différents composants du convertisseur. Une fois cette méthode éprouvée sur un prototype physique, l'optimisation est orientée sur une formulation multi-objective.

Le placement/routage est une problématique importante du pré-dimensionnement des convertisseurs. Il permet en effet de définir de manière automatique la meilleure disposition des semi-conducteurs et des connexions entre eux tout en considérant les contraintes thermiques et CEM. Dans [Puq11], les auteurs proposent une méthode de routage et d'orientation des puces semi-conductrices sans que celles-ci ne puissent être déplacées. Le routage a une influence sur les commutations des interrupteurs et donc la température des puces. Cependant, les formes et les longueurs des pistes ont une influence sur les formes d'onde des courants et tensions (et de ce fait sur les spectres des courants). Une méthode d'optimisation est donc nécessaire pour optimiser le placement/routage qui est un problème multi-physique complexe.

D'un point de vue de plus haut niveau, nous voyons que la problématique du pré-dimensionnement des convertisseurs de puissance entre dans la thématique générale de prototypage virtuel (aussi bien pour des applications électriques que pour des applications mécaniques, mécatroniques, hydrauliques, etc.). J. W. Kolar [Bie09][Bie10][Dro07] [Kol08] apporte une vision intéressante de l'outil de « prototypage virtuel » pour des applications en électronique de puissance. Il définit une méthode complète de prototypage virtuel pour les convertisseurs statiques. Une fois le cahier des charges défini, l'outil de prototypage virtuel choisit la topologie de convertisseur et le type de modulation utilisée par l'application. Par la suite, les courants et tensions sont déterminés pour mener à bien le choix des composants (semi-conducteurs, condensateurs, inductances, transformateurs, dissipateurs, etc.).

Sur cette base bibliographique et au regard des besoins du projet CISACS, le pré-dimensionnement par prototypage virtuel proposé dans ce manuscrit est basé sur une méthodologie à deux niveaux. Le premier considère le choix des composants et le second un placement/routage des composants semi-conducteurs.

4. Mutualisation des convertisseurs d'électronique de puissances : application aux systèmes mono-convertisseur multi-machines

L'un des objectifs du projet CISACS est la mutualisation de convertisseurs statiques pour des actionneurs alimentés de manière séquentielle. La mutualisation est le remplacement de N -convertisseurs statiques par un seul avec N -aiguilleurs de puissance [Mes07][Mes09] Figure N°9. Dans le projet CISACS, la mutualisation est envisagée sur des éléments secondaires de vol et de servitudes. Le train d'atterrissage, les portes de la soute, les trappes du train, l'orientation de la roue avant, ou bien encore les dispositifs hypersustentateurs sont des éléments entrants dans cette catégorie. Dans les brevets [Mes07][Mes09], cette mutualisation se fait quatre éléments par quatre éléments. Pour les douze éléments à alimenter, trois onduleurs sont nécessaires avec un aiguilleur de puissance. Avec un tel dispositif, la redondance du système doit assurer le niveau d'exigence requis en termes de

fiabilité en vue de la certification. Cette redondance apporte à nouveau des poids morts. En effet, pour les douze charges précédemment cités, six onduleurs sont nécessaires pour respecter la redondance. Ceci est dommageable pour la réduction du poids total de l'avion.

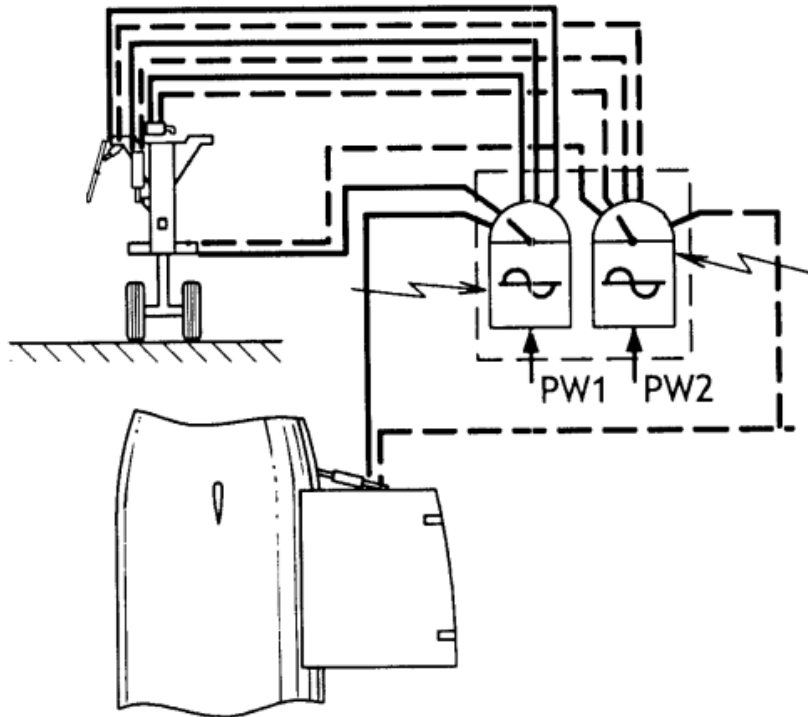


Figure N°9 : Schéma de principe d'un onduleur avec aiguilleur de puissance vu par Messier [Mes07]

Une approche différente permettrait de réduire le poids : au lieu de remplacer un groupe de machines avec un aiguilleur propre, une matrice d'aiguillage de puissance fait office d'aiguillage de puissance [Air061][Air062][Pri09] : Figure N°10 et N°11. Par exemple, six machines de puissances diverses ont leurs alimentations mutualisées et sont alimentées par trois onduleurs identiques. La matrice d'interconnexion oriente la puissance nécessaire pour chaque charge à partir d'un des trois onduleurs. Elle permet une orientation de puissance apparemment beaucoup plus souple. Les plus petites charges connectées utilisent un onduleur. Une charge deux fois plus puissante verra son alimentation faite par deux onduleurs. De plus, si un bras d'onduleur a une défaillance, le bras d'un des deux autres onduleurs prend le relais. Contrairement aux brevets précédents [Mes07][Mes09] où les trois charges doivent avoir des puissances assez proches, la présente solution permet d'avoir des onduleurs génériques. Cette standardisation de l'onduleur facilite la maintenance, augmente la fiabilité et la disponibilité tout en limitant la masse de l'ensemble.

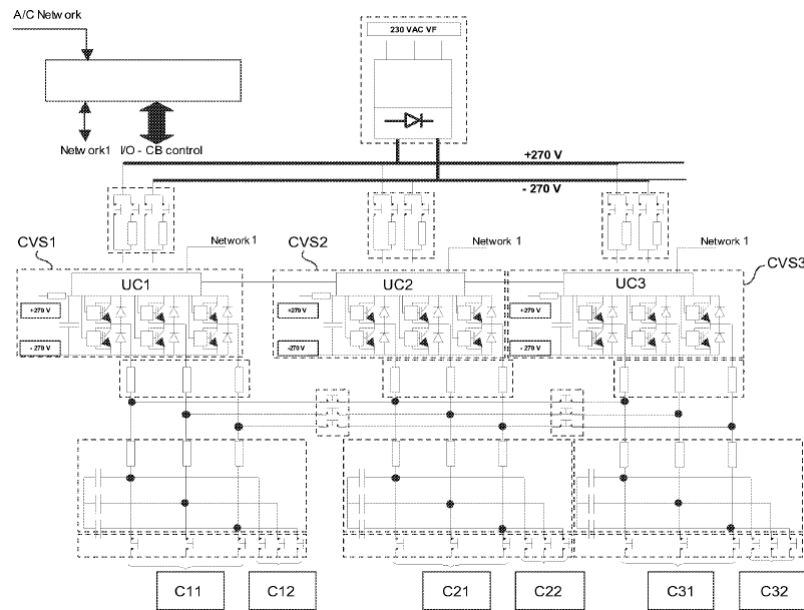


Figure N°10 : Architecture du mono-convertisseur multi-machines d'Airbus [Air062]

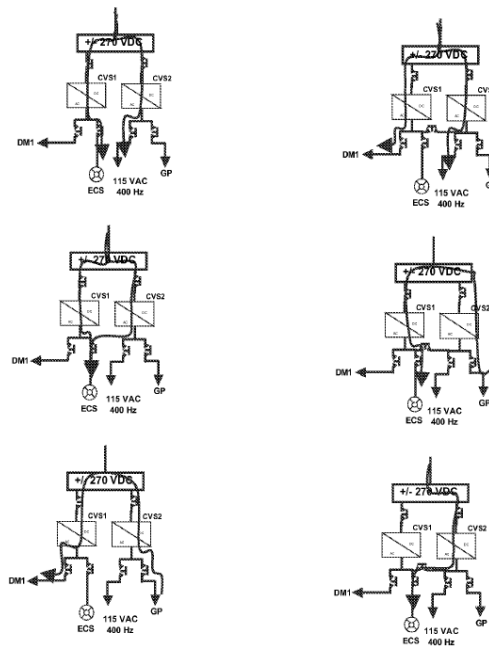


Figure N°11 : Principe de fonctionnement du mono-convertisseur multi-machines d'Airbus [Air062]

Dans le secteur aéronautique, beaucoup de systèmes électromécaniques fonctionnent de manière séquentielle. Cependant, on trouve également des systèmes à fonctionnement simultanés (traction ferroviaire ou automobile). Ce type de système à multi-machines simultanées s'appelle SMM (Système Multi-machines Multi-convertisseur) [Bou03][Air07][Pie02]. Différents types de SMM existent en fonction du type de moteur, de l'application et du nombre de capteurs à disposition. Une première solution est faite à partir d'un seul onduleur alimentant N moteurs. Ce choix impose un fonctionnement identique des N moteurs. Les deux

autres solutions consistent à augmenter le nombre de bras de l'onduleur. Pour un système à deux moteurs, l'onduleur peut avoir quatre bras, ou cinq bras : Figure N°12. L'onduleur à cinq bras a le fonctionnement le plus souple étant donné que les deux moteurs fonctionnent de manières indépendantes. La structure à quatre bras ne permet pas un fonctionnement totalement indépendant des deux moteurs mais permet de faire des compensations lors des phases transitoires. Pour les applications aéronautiques, de tels systèmes seraient envisagés pour l'ouverture des dispositifs hypersustentateurs [Air07].

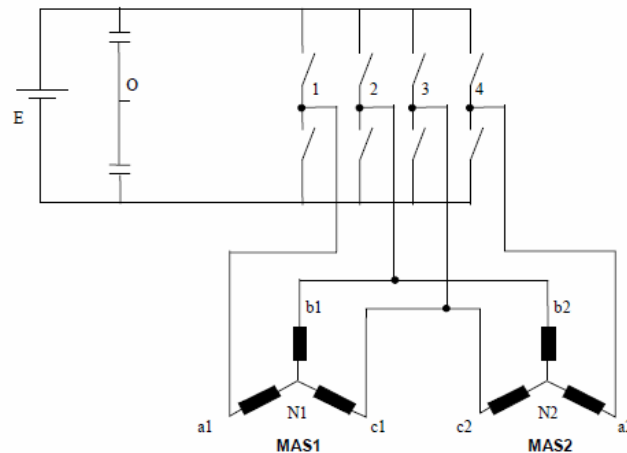


Figure N°12 : Schéma de principe d'un SMM avec un onduleur quatre bras alimentant deux machines asynchrones [Air07]

Dans le cas d'un onduleur avec aiguilleur de puissance ou matrice d'aiguillage de puissance, les interrupteurs qui composent la fonction d'aiguillage peuvent être de différentes natures. Pour les applications visées par le projet CISACS, les interrupteurs n'ont pas besoin de « pouvoir de coupure » étant donné que les commutations se font à tension et courant nuls. Cette condition permet de réduire la taille et la complexité des interrupteurs. Étant données les technologies matures d'aujourd'hui, nous envisageons deux solutions pour effectuer la fonction d'aiguillage de puissance électrique :

- *relais électromécanique* : est composé d'une bobine et de contacts qui n'ont pas de pouvoir de coupure contrairement aux contacteurs. Étant dépourvu de pouvoir de coupure, celui-ci a une masse inférieure à un contacteur.
- *relais « statique »* : possède des composants de l'électronique de puissance à base de semi-conducteurs. Dans ce manuscrit, la conception du relais statique est abordée à partir de bases de données contenant des composants en Silicium (Si) et en Carbure de Silicium (SiC). Dans la partie suivante du manuscrit (Section I.5.), les différentes technologies des composants de puissance à base de semi-conducteurs sont abordées.

5. Technologies des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs

5.1 Généralités

Dans cette section, nous donnons un aperçu des technologies d'interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs dans le but de clarifier les choix technologiques à adopter pour l'onduleur et les aiguilleurs pour notre application aéronautique décrite précédemment dans les Sections I.2. et I.4. En effet, depuis le début des années 1980 avec l'apparition du composant IGBT Insulated Gate bipolar Transistor), des améliorations sur les structures de cellules et les matériaux ont été apportées [Bal96][Bal08].

La Figure N°13 présente une classification des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs [Sem][Nak06]. Pour des applications aéronautiques, avec des tensions comprises entre 200V et 400V, les deux technologies MOSFET et IGBT peuvent être utilisées. Cependant, pour le concepteur de convertisseurs, le choix d'un composant n'est pas trivial et peut conduire à un véritable « casse-tête » surtout si l'application visée fonctionne sous une tension de quelques centaines de Volt où les deux technologies MOSFET et IGBT sont en « concurrence ».

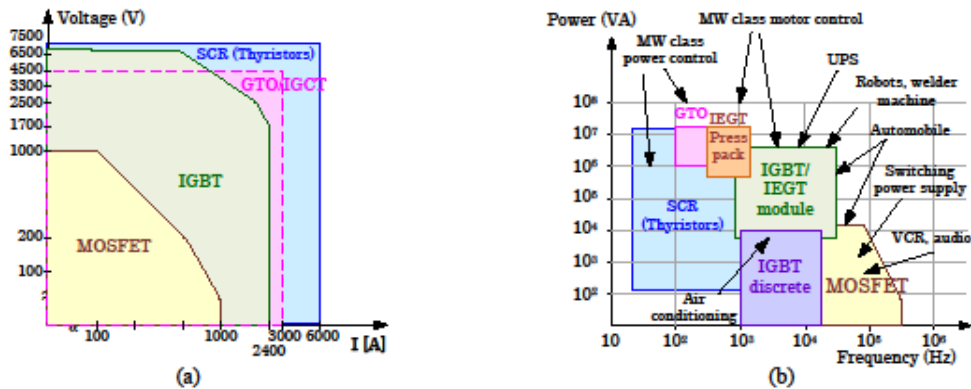


Figure N°13 : Classification des interrupteurs à base de semi-conducteurs
[Sem][Nak06]

De plus, pour l'application d'aiguilleur de puissance, nous avons identifié le besoin d'un interrupteur bidirectionnel en tension et courant. Nous verrons dans le Chapitre II que l'on peut réaliser cette fonction « interrupteur » par l'association de composants classiques (MOSFET, IGBT, diodes). Mais, il est également possible d'utiliser des composants de type MBS (Monolithic Bidirectional Switch) dont le principe de fonctionnement est donné dans la suite de cette section.

5.2. MOSFET, IGBT, RC-IGBT, RB-IGBT & MBS

Les MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) sont utilisés pour des applications d'une dizaine de volts jusqu'à quelques centaines de volts en général, tandis que l'IGBT est utilisé pour des applications de plusieurs centaines de volts jusqu'à quelques kV avec un courant pouvant aller à plusieurs kA.

L'IGBT ne possédant pas de diode interne, celle-ci doit lui être ajoutée pour avoir un composant bidirectionnel en courant. Certains constructeurs mettent cette diode directement dans le boîtier avec l'IGBT pour avoir un composant bidirectionnel en courant et monodirectionnel en tension. Dans un module IGBT pour une application de type onduleur sur charge inductive, l'ajout de puces diodes augmente la surface de ce module. Pour tenter de réduire cette surface, le RC-IGBT (Reverse Conducting) [Rah08][Vos08][Rul07][Iga11] est un IGBT qui possède une diode inverse intégrée. Sur la Figure N°14, on montre qu'une cellule RC-IGBT est basée sur la même structure qu'une cellule IGBT mais en modifiant la zone de collecteur : la couche P^+ (qui assure l'injection de trous dans la zone de tenue en tension) est découpée par des îlots N^+ pour assurer la conduction inverse de la structure globale.

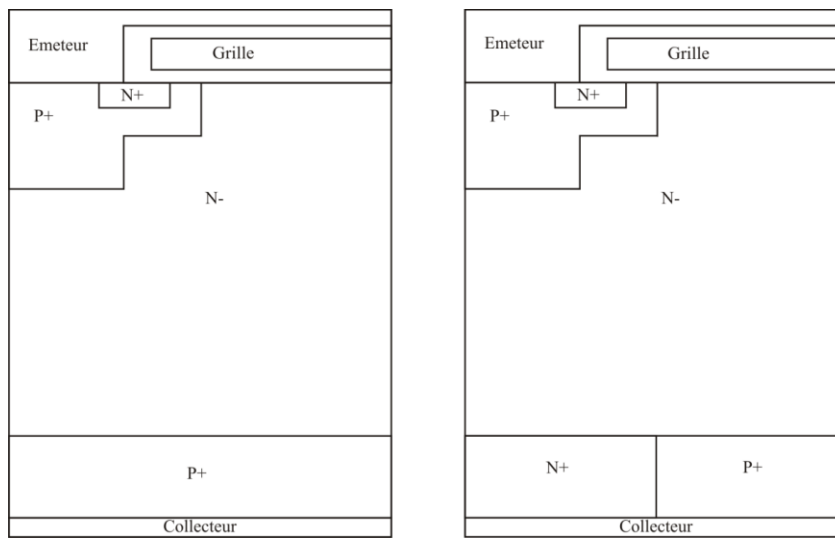


Figure N°14 : Comparaison entre un IGBT (à gauche) et un RC-IGBT (à droite)

Nous verrons dans la suite, concernant l'aiguilleur à semi-conducteurs, que nous avons besoin de composants bidirectionnels en tension et monodirectionnel en courant. Le principe de base est « d'ajouter » une diode en série à un composant de type IGBT. Le composant RB-IGBT (Reverse Bloking) [Tak01][Kap03][Wig11] intègre une diode série directement dans la puce IGBT (Figure N°15).

Pour aller plus loin dans l'intégration des interrupteurs et potentiellement réduire la taille des convertisseurs associés, le composant MBS (Monolithic Bidirectional Switch) [Hei00][Tah11] est un composant similaire à deux IGBT « têtes bèches » : Figure N°16. Ce composant, comme son nom l'indique, est constitué d'un seul « bloc » monolithique ce qui permet de réduire le nombre de puce au total dans un convertisseur de type aiguilleur (voir Chapitre II Section 1).

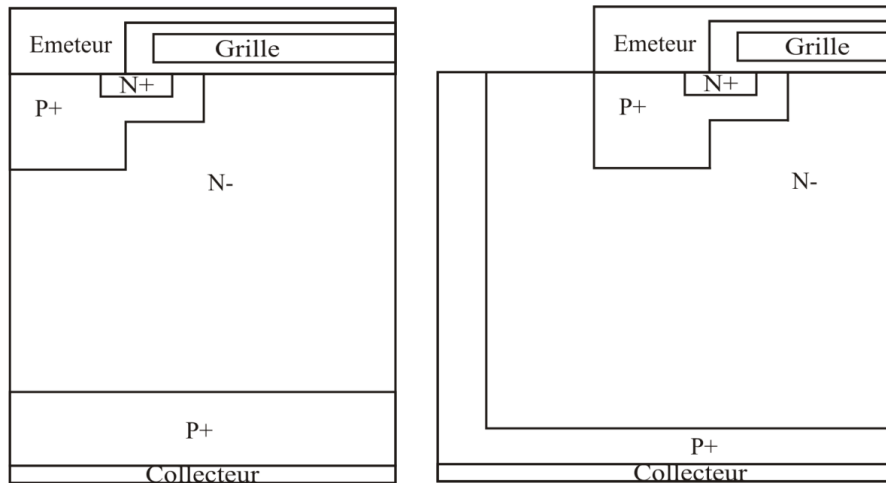


Figure N°15 : Comparaison entre un IGBT (à gauche) et un RB-IGBT (à droite)

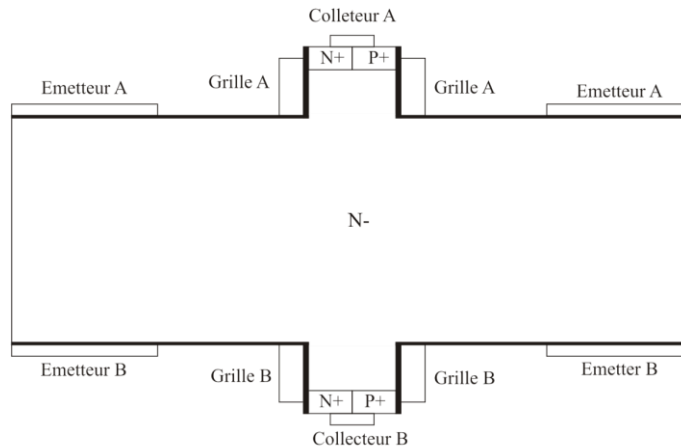


Figure N°16 : Coupe d'une cellule d'un MBS

5.3 CoolMOS & FlyMOS

L'IGBT est certainement le composant le plus utilisé pour les applications de la gamme 600V. Le MOSFET est employé pour des tensions plus faibles en général. Ceci est dû à la résistance à l'état passant d'un MOSFET « classique » qui est un composant unipolaire. Pour que sa tenue en tension soit grande, l'épaisseur de la zone N⁻ doit être d'autant plus importante. Si l'épaisseur de silicium est très grande, la résistance à l'état passant est donc très importante. De ce fait, les pertes en conduction sont donc considérables. Afin de bien comprendre la relation entre la tenue en tension et les pertes à l'état passant, la Figure N°17 montre la limite théorique entre la tension de claquage et la résistance spécifique en $\Omega \cdot \text{cm}^{-2}$ pour la technologie MOSFET [But04].

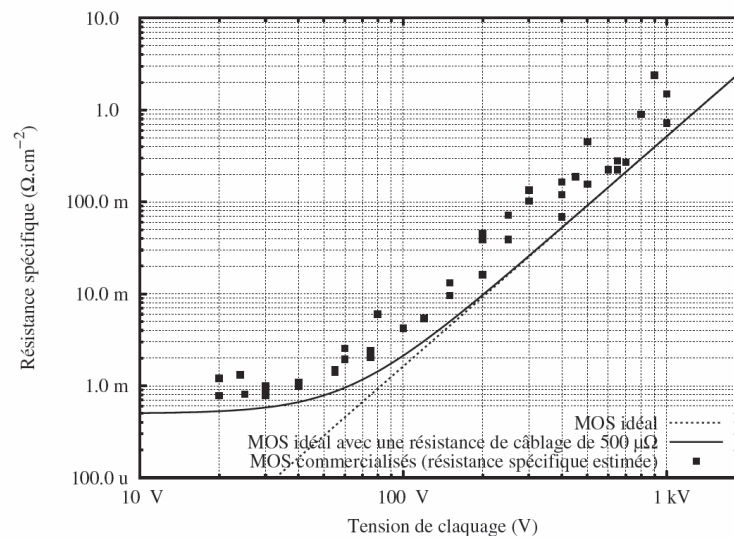


Figure N°17 : Tracé de la résistance spécifique d'un MOSFET de puissance en fonction de sa tenue en tension. Les points correspondent aux valeurs estimées à partir des $R_{ds(on)}$ des MOSFET en boîtier D2PAK disponibles chez International Rectifier (www.irf.com), STMicroelectronics (www.st.com) et Infineon (www.infineon.com); en supposant une taille de puce de 30 mm^2 . [But04]

Pour diminuer les pertes à l'état passant tout en augmentant la tenue en tension, de nouvelles cellules MOSFET sont proposées. La plus connue et la plus mûre est certainement la Super-Jonction MOSFET (SJ MOSFET) dont son nom commercial est le CoolMOS™ [Lor99][Che01] développé par Infineon : Figure N°18. Les composants à super jonction sont très intéressants car ils donnent un bon compromis entre tenue en tension et résistance à l'état passant (meilleur compromis que les MOSFET classiques). Pour des tensions plus faibles, inférieures à 200V, le MOSFET à super-jonction n'est pas intéressant de par sa résistance à l'état passant, mais aussi par la fabrication de ce type de composant. Cependant, le MOSFET à îlots flottants (FlyMos ou FLiMOS) [Cez00][Roi06][Alv08] pourrait mieux convenir pour les niveaux de tension inférieurs à 200V : Figure N°18. Il est à mi-chemin entre un MOSFET classique et un MOSFET à super-jonction. Au lieu de faire une tranchée profonde de matériau de type P, des petits îlots P sont mis en place. Ils permettent d'augmenter la tenue en tension tout en diminuant la résistance à l'état passant. Pour des applications de faibles tensions, ce type de composant est très intéressant. La mise en place d'un îlot peut être faite avec des épaisseurs très faibles.

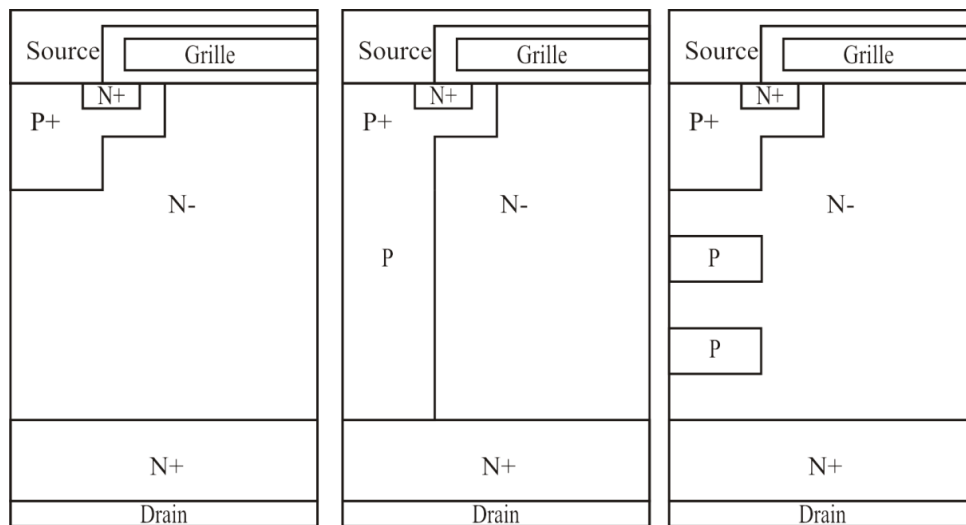


Figure N°18 : Comparaison de conception des différents MOSFET : MOSFET à gauche, MOSFET à Super-Jonction au centre, FlyMos à droite

Sur la Figure N°19, nous proposons un graphique qui met en relation la tenue en tension par rapport à la résistance à l'état passant de dispositifs à semi-conducteurs : trois zones se dégagent. La zone inférieure à 200V est favorable à la structure FlyMOS, la zone supérieure à 600V favorable au SJMOS, et la zone située entre 200V et 600V est une zone où les deux types de technologie entrent en concurrence.

5.4 Nouveaux matériaux semi-conducteurs

Un autre axe de recherche et de perspectives intéressantes pour des applications aéronautiques est basé sur des matériaux dits à « grands gaps » tels que le SiC (Carbure de Silicium), le GaN (Nitrure de Gallium) et le diamant.

Des composants à base de carbure de Silicium (SiC) sont commercialisés sous forme de diode Schottky et de JFET (Junction Field Effect Transistor). Des composants MOSFET en SiC [Mor11][Mud11] ont fait récemment leurs apparitions chez des constructeurs. De plus, des composants BJT [Mor11][Lin11] sont proposés avec des résultats préliminaires intéressants.

Les domaines d'applications et les perspectives sont assez vastes pour les composants à base de SiC. En effet, ce matériau possède un champ critique plus important que le Silicium ce qui permet de réaliser des composants avec des tenues en tension de 600V et de 1200V avec de bonnes caractéristiques à l'état passant. De plus, la conductivité thermique du SiC est trois fois plus importante que celle du Si et permet de réaliser des composants dont les températures de jonction peuvent atteindre 300°C [Ber06][Ris10].

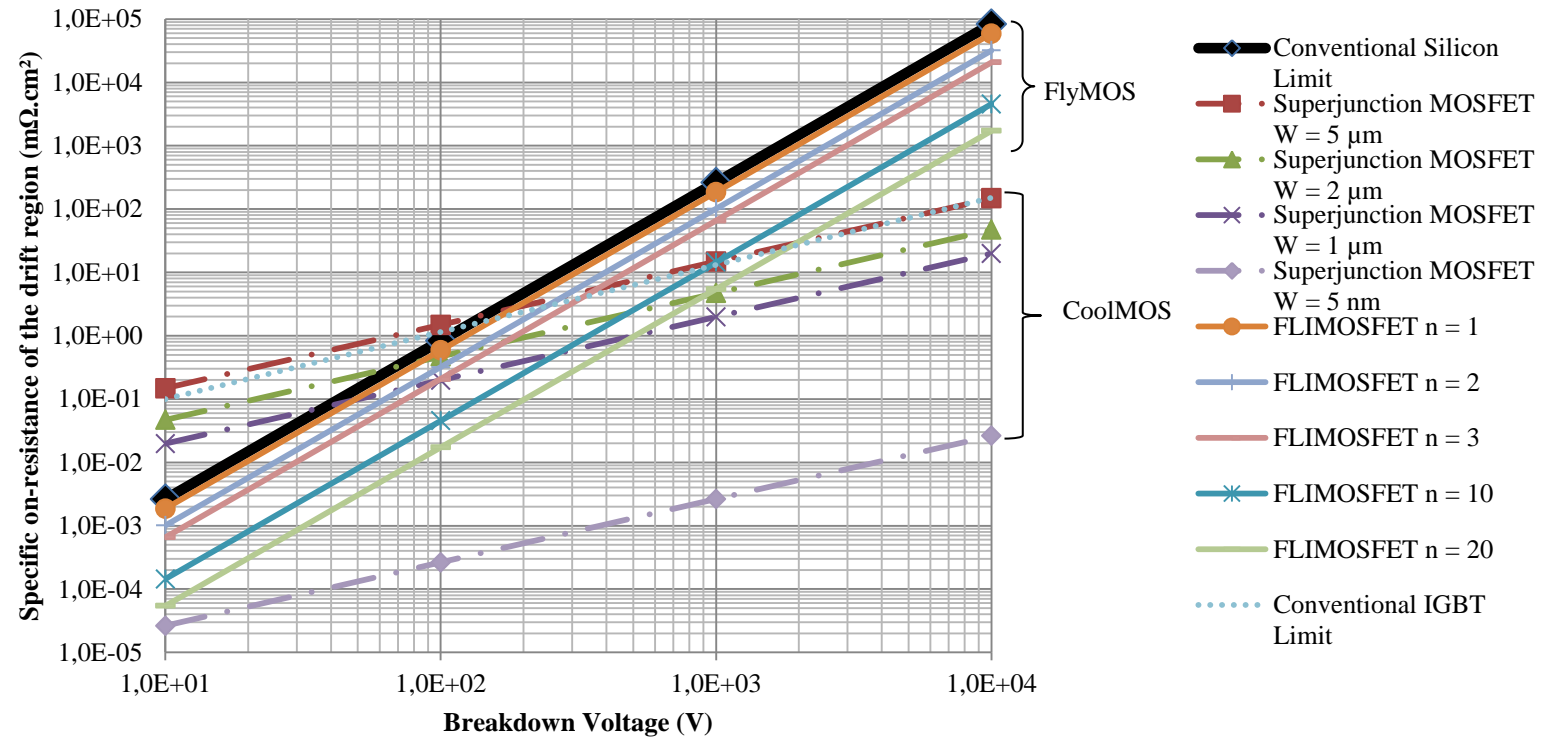


Figure N°19 : Graphique de la tenue en tension par rapport à la résistance à l'état passant de composant unipolaire en Silicium classique, en super-jonction et à ilots flottants [Led09]

Le matériau GaN [Mor11][Pea00] est aussi une voie intéressante pour les composants 600V-1200V. Il a des caractéristiques similaires au SiC : une meilleure tenue en tension (GaN-2H) mais une moins bonne conductivité thermique. De ce fait, les composants en GaN semblent être plus intéressants pour les applications hautes tensions et moins pour la « haute température ». Cependant, ceci est à replacer dans un contexte technologique où les composants verticaux à base de GaN ne sont pas disponibles à cette date (2012).

Le matériau diamant D [Den05][Koh07][ale03] est une piste possible. Il a des performances intéressantes par rapport au SiC et au GaN : champ critique de 10^4 kV/cm contre 2×10^3 kV/cm pour le SiC-4H et 3.3×10^3 kV/cm pour le GaN-2H. Cependant, ce type de matériau entraîne des procédés de fabrication très coûteux [Civ09].

Sur le Tableau N°1 sont résumées les caractéristiques de ces matériaux semi-conducteurs. De plus, pour une même tenue en tension de 1kV, les estimations de la résistance surfacique, de la chute de tension à 50A/cm² et des pertes en conduction sont proposées. On voit très clairement se dégager le Diamant, le groupe SiC-GaN puis le Si en dernier.

	Si	SiC-6H	SiC-4H	GaN-3C	GaN-2H	D
V_{br} (V)	1000	1000	1000	1000	1000	1000
E_c (kV/cm)	300	2400	2000	1000	3300	10000
E_g (eV)	1,1	3,0	3,26	3,27	3,29	5,45
μ_n (cm ² /V.s)	1350	370	750	1000	900	1900
μ_p (cm ² /V.s)	600	101	115	850	850	850
λ (W/cm.K)	1,5	4,5	4,5	1,3	1,3	22
V_{sat} ($\times 10^7$ cm/s)	1	2	2	2,2	2,2	2,7
W_n (μ m)	66,67	8,33	10,00	20,00	6,06	2,00
ρ_N (Ω .cm)	15,64	1,09	0,75	2,34	0,26	0,02
R_s (m Ω .cm ²)	104,30	0,91	0,75	4,68	0,16	$4,33E^{-03}$
ΔV (V @ J=50A)	5,21	0,05	0,04	0,23	0,01	$2,16E^{-04}$
Perte (W.cm ² @ J=50A)	260,74	2,28	1,87	11,71	0,39	0,01

Tableau N°1 : Tableau comparatif des différents matériaux [Led09]

Avec,

- V_{br} : Tension de claquage pour un barreau du matériau
- E_c : Tenue en tension du matériau
- E_g : Energie de gap
- μ_n : Mobilité des électrons
- μ_p : Mobilité des trous
- λ : Conductivité thermique
- V_{sat} : Vitesse de saturation

- W_n : Epaisseur du matériau pour une tension V_{br}
- ρ_N : Résistivité
- R_s : Résistance surfacique du matériau

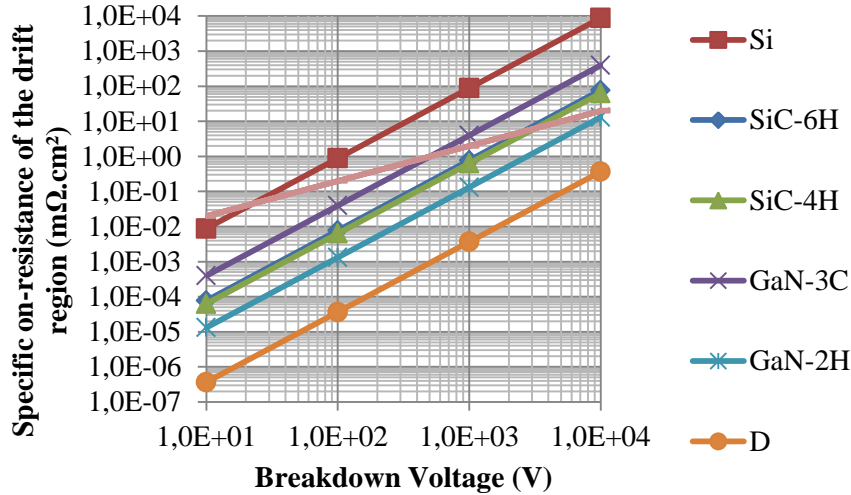


Figure N°20 : Comparaison des différents matériaux par rapport à la tenue en tension et la résistance à l'état passant [Led09]

6. Conclusion

Ce premier chapitre a fait l'objet d'une introduction au pré-dimensionnement de convertisseurs statiques embarqués dans les moyens de transport et notamment le domaine aéronautique. Les contraintes de conception dans le cadre de l'avion plus électrique ont été discutées. Le projet CISACS dans lequel s'est effectuée cette thèse a été présenté ce qui a mis en évidence le besoin en terme de méthodologie de conception des convertisseurs statiques embarqués en considérant des contraintes multi-physiques ainsi que le choix technologique des composants de puissance. Dans ce contexte un état de l'art sur le pré-dimensionnement des convertisseurs statiques ainsi que sur les technologies des composants de puissance et les matériaux semi-conducteurs a été présenté.

Dans le cadre de notre application aéronautique alimentée avec une tension continue de 270V, nous voyons que les technologies MOSFET et IGBT sont en concurrence. A l'aide d'une méthode de conception basée sur l'expérience du concepteur, le choix *a priori* se fait sur des technologies MOSFET principalement (MOSFET classiques et CoolMOS). Cependant, la famille des composants IGBT est intéressante, surtout si les fréquences de commutations sont faibles (quelques kilohertz par exemple). Devant ce problème de choix de technologie, il apparait évident de bien connaître les différences de caractéristiques entre les technologies MOSFET, CoolMOS, IGBT, diode PiN et diode Schottky mais également entre les matériaux Si et SiC (le GaN n'est pas considéré pour notre application car pas assez mature). Mais, il s'en dégage un besoin fort en méthodologie de conception et d'algorithme d'optimisation pour répondre à la question du pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance où le choix de composants est

délicat. Nous faisons la proposition d'une démarche de modélisation générique des interrupteurs de puissance et d'une optimisation du choix des composants à l'aide de bases de données dans le Chapitre III, Section XX.

Après un rapide positionnement de « l'avion plus électrique » et l'objectif du projet CISACS, nous développons la problématique des systèmes séquentiels pour les applications aéronautiques. En effet, les travaux antérieurs (publications et brevets) nous montrent qu'il est envisageable de mutualiser un onduleur (ou tout autre type de convertisseur de l'électronique de puissance) si l'on souhaite piloter plusieurs charges de manière séquentielle. Plusieurs cas sont présentés dans des brevets pouvant répondre à bons nombres de cas. Afin de simplifier le problème, nous considérons une problématique de charges séquentielles de même puissance utilisées, sur un aéronef. Pour finir, la fin du chapitre a pour objectif de proposer un état de l'art des matériaux semi-conducteurs et des dispositifs interrupteurs à semi-conducteur afin de répondre au problème de conception d'onduleur et d'aiguilleurs de courant à base de matériaux semi-conducteurs.

Dans la suite du manuscrit, nous développons dans le Chapitre II l'analyse des systèmes d'électronique de puissance mutualisés associés à des actionneurs sous des aspects fonctionnels et dysfonctionnels

Dans les Chapitre III et Chapitre IV, nous proposons un outil de pré-dimensionnement basé sur deux étapes : la première pour faire le choix de la meilleure topologie de mutualisation puis le choix des composants de l'électronique de puissance (Chapitre III) ; la deuxième pour le pré-dimensionnement fin du placement/routage des semi-conducteurs de puissance (Chapitre IV).

Références bibliographiques du Chapitre I

- [Air061] AIRBUS FRANCE SAS, CNRS et INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, “Système et procédé d’alimentation en puissance de systèmes utilisateurs à bord d’un aéronef”, E. Foch, G. Maussion Pascal, D. Maria Pietrzak et M. Fadel, *Brevet FR 2 898 871 A1.*, Date de dépôt : 25 octobre 2006
- [Air062] AIRBUS FRANCE SAS, “Système et procédé d’alimentation en puissance à bord d’un aéronef”, O. Langlois, L. Prisse, E. Foch et D. Alejo, *Brevet FR 2 907 760 A1.*, Date de dépôt : 23 mars 2006
- [Air07] AIRBUS FRANCE SAS, CNRS et INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, “Système de puissance comportant plusieurs machines synchrones autopilotées de façon synchronisée par un convertisseur et procédé de commande d’un tel système”, E. Foch, G. Maussion Pascal, D. Maria Pietrzak et M. Fadel, *Brevet FR 2 899 040 A1*, Date de dépôt : 24 mars 2006
- [Ale03] A. Aleksov, M. Kubovic, N. Kaeb, U. Spitzberg, A. Bergmaier, G. Dollinger, Th. Bauer, M. Schreck, B. Stritzker et E. Kohn, “Diamond field effect transistors – concepts and challenges”, *Elsevier Science Diamond and related materials*, Vol. 12, Issues 3-7, pp. 391-398, March–July 2003
- [Alv08] S. Alves, “Conception de transistors FLYMOS™ verticaux de puissance adaptés aux applications automobiles du futur (Batterie 42V)”, *Thèse de doctorat*, Laas de Toulouse, Juin 2008
- [Bal96] B.J. Baliga, “Trends in Power Semiconductor Devices”, *IEEE Trans On Electron Devices*, Vol. 43, Issues 10, October 1996
- [Bal08] B.J. Baliga, “Fundamental of Power Semiconductor Devices”, *Springer*, ISBN 978-0-387-47313-0, 2008
- [Bar05] F. Barruel, “Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord avion”, *Thèse de doctorat*, G2ELab de Grenoble, Juillet 2005
- [Ber06] D. Bergogne, P. Lefranc, D. Tournier, P. Bevilacqua, D. Plason et H. Morel, “Onduleur JFET sans diode de roue-libre externe”, *EPF’06, Electronique de puissance du futur*, 4-6 Juillet 2006, Grenoble, France

- [Bie09] W. Kolar, J. Biela and U. Badstubner “Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC-DC Converter Systems”, *IEEE Trans On Power Electronics*, Vol. 24, Issues 1-2, pp. 288-300, 2009
- [Bie10] J. Biela, J.W. Kolar, A. Stupar, U. Drofenik and A. Muesing, “Towards virtual prototyping and comprehensive multi-objective optimization in power electronics”, *Conf. PCIM'10 (Power Conversion Intelligent Motion)*, 4-6 May 2010, Nuremberg, Allemagne
- [Bou03] A. Bouscayrol, B. Davat, P. Escané, B.De Fornel, B. François, D. Hadiouche, J. Hautier, J.Martin, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, V. De Olivera, R. Peña-Eguiluz, J. Pierquin, M. Pietrzak-David, H. Razik et E. Semail, “Structures de commandes des Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs”, *Revue Internationale de Génie Electrique*, 2003
- [But04] C. Buttay, “Contribution à la conception par la simulation en électronique de puissance : application à l'onduleur basse tension”, *Thèse de doctorat*, INSA de Lyon, 2004
- [Cez00] N. Cézac, F. Morancho, P. Rossel, H. Tranduc and A. Peyre-Lavigne, “A new generation of power unipolar devices: The concept of the FLoating Islands MOS Transistor (FLIMOST),” *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 69-72, 22-25 May 2000, Toulouse, France
- [Che01] X-B. Chen and J.K.O. Sin, “Optimization of the specific on-resistance of the COOLMOSTM,” *IEEE Electron Devices*, Vol. 48, Issue 2, pp. 344-348, February 2001
- [Civ09] G. Civrac, “Vers la réalisation de composants hautes tension, forte puissance sur diamant CVD. Développement des technologies associées”, *Thèse de doctorat*, INP de Toulouse, Novembre 2009
- [Den05] A. Denisenko and E. Kohn, “Diamond power devices. Concepts and limits”, *Elsevier Science Diamond and Related Materials*, Vol. 14, Issues 3-7, pp. 491-498, March-July 2005
- [Dro07] Drofenik, D. Cottet, A. Müsing and J. W. Kolar, “Design Tools for Power Electronics : Trends and Innovations”, *Proc. of the 2nd International Conference on Automotive Power Electronics (APE'07)*, 26-27 September 2007, Paris, France

- [Ejj10] K. Ejjabraoui, "Contribution à la conception de système mécatronique automobiles : Méthodologie de pré-dimensionnement multi-niveau multi-physique de convertisseurs statiques", *Thèse de doctorat*, Supélec, 2010
- [Hei00] F. Heinke and R. Sittig, "The monolithic bidirectional switch (MBS)", *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 237-240, 22-25 May 2000, Toulouse, France
- [Hel06] H. Helali, "Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance : Utilisation des techniques d'optimisation multi-objective et prise en compte de contraintes CEM", *Thèse de doctorat*, INSA de Lyon, 2006
- [Iga11] S. Igarashi, "Advanced Three-Level Converter with Newly Developed 1200V Reverse Blocking IGBTs", *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2011)*, 30 August-1 September 2011, Birmingham, England, UK
- [Kap03] H. Kapels and D. Drucke, "Optimized device concepts for reverse blocking IGBTs," *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp.148-151, April 2003
- [Koh07] E. Kohn and A. Denisenko, "Concepts for diamond electronics", Elsevier *Science Thin solid films*, Vol. 515, Issues 10, pp. 4333-4339, March 2007.
- [Kol08] J. W. Kolar, U. Drofenik, J. Biela, M. L. Heldwein, H. Ertl, T. Friedli and S. D. Round, "PWM Converter Power Density Barriers", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 128, Issue 4, pp. 468-480 (2008)
- [Lan05] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam et H. Piquet, "De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique, état de l'art et prospective sur les réseaux de bord", *J3eA*, Vol. 4, Série1, Mars 2005
- [Lan06] O. Langlois, "Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique", *Thèse de doctorat*, INSA de Toulouse, 2006
- [Led09] C. Ledoux, P. Lefranc, C. Larouci and J.-L. Thomas, "State of the art of monoconverter multiloading applications and associated power electronic devices", *Conf. ISIE'10, IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 4-7 July 2010, Bari, Italy

- [Lin11] A. Lindgren, "Fast switching 1200V 50A Silicon Carbide BJT's in boost converters", *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2011)*, 30 August-1 September 2011, Birmingham, England, UK
- [Lor99] L. Lorenz, G. Deboy, A. Knapp and M. März, "COOLMOS TM-a new milestone in high voltage power MOS", *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 3-10, May 1999
- [Man09] S. Mandray, "Optimisation des convertisseurs d'électronique de puissance selon des critères thermique et CEM : Application aux dispositifs dédiés à l'aéronautique", *Thèse de doctorat*, INP de Grenoble, 2009
- [Mes07] MESSIER-BUGATTI, "Architecture de distribution de puissance pour actionnement en séquence d'éléments mobiles d'un aéroplane", J.-P. Garcia, *Brevet EP 1 834 874 B1*, Date de dépôt : 2 mars 2007
- [Mes09] MESSIER-BUGATTI, "Architecture de distribution de puissance pour distribuer la puissance à des actionneurs électromécaniques d'un aéroplane", F. Nierlich, F.-N. Leynaert, *Brevet EP 2 199 201 A1*, Date de dépôt : 22 décembre 2008
- [Mor11] H. Morel, "Current status and trends of Power Semiconductor Current status and trends of Power Semiconductor Devices For Aeronautic Applications Devices For Aeronautic Applications", *Safran Power Electronics Center (SPEC 4)*, 8-9 November 2011, Lyon, France
- [Mud11] M. Mudholkar, "A datasheet driver power MOSFET model and parameter extraction procedure for 1200V, 20A SiC MOSFET", *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2011)*, 30 August-1 September 2011, Birmingham, England, UK
- [Nak06] A. Nakagawa, "Evolution of silicon power devices and challenges to material limit", *25th International Conference on Microelectronics (MIEL 2006)*, 14-17 May 2006, Belgrade, Serbia and Montenegro
- [Pea00] S. J. Pearton, F. Ren, A. P. Zhang and K. P. Lee, "Fabrication and performance of GaN electronic devices", *Elsevier Science Materials Science and Engineering: Report*, Vol. 30, Issues 3-6, pp. 55-212, December 2000.

- [Pie02] J. Pierquin, "Contribution à la commande des systèmes multi-machines multi-convertisseurs : application à la résolution de problèmes en traction électrique", *Thèse de doctorat*, Université des sciences et technologie de Lille, 2009
- [Pri09] L. Prisse, D. Ferer, H. Foch and A. Lacoste, "New power centre and power electronics sharing in aircraft", *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2009)*, 8-10 September 2009, Barcelona, Spain
- [Puq11] P. Ning, F. Wang and K. D. T. Ngo, "Automatic Layout Design for Power Module", *IEEE Trans on Power Electronics*, Issue: 99, December 2011
- [Rah08] M. Rahimo, U. Schlapbach, A. Kopta, J. Vobecky, D. Schneider and A. Baschnagel, "A High Current 3300V Module Employing Reverse Conducting IGBTs Setting a New Benchmark in Output Power Capability", *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 68-71, 18-22 May 2008, Orlando, Florida, USA
- [Ris10] D. Risoletto, "Système d'autoprotection de JFET en SiC pour les convertisseurs de puissance" ; *Electronique de puissance du Futur 2010 (EPF 2010)*, 30 juin-2 juillet 2010, St-Nazaire, France
- [Roi06] J. Roigl, Y. Weber, J-M. Reynes, F. Moranchol, E.N. Stefanov, M. Dilhan and G. Sarabayrouse, "Electrical and Physical Characterization of 150-200V FLYMOSFETs", *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 1-4, 4-8 June 2006, Naples, Italy
- [Rul07] H. Rulthing, F. Hille, F.-J. Niedernostheide, H.-J. Schulze and B. Brunner, "600 V Reverse Conducting (RC-)IGBT for Drives Applications in Ultra-Thin Wafer," *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 89-92, 21-27 May 2007, Jeju, Korea
- [Sem] Semikron, "Semikron Manual." [Online]. Disponilbe à : www.semikron.com consulté le 11 Janvier 2012
- [Tah11] H.Tahir, "A monolithically integrated vertical bidirectional IGBT having all the main electrodes on the front side", *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2011)*, 30 August-1 September 2011, Birmingham, England, UK

- [Tak01] M.Takei, Y.Harada, and K.Ueno, “600 V-IGBT with reverse blocking capability”, *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 413-416, 4-7 June 2001, Osaka, Japan
- [Vos08] S.Voss, F.J. Niedernostheide and H.J. Schulze, “Anode Design Variation in 1200-V Trench Field-stop Reverse-conducting IGBTs”, *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 169-172, 18- 22 May 2008, Orlando, Florida, USA
- [Wig11] D. Wigger, “Comparaison of chip and module measurements with high power IGBTs and RC-IGBTs”, *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2011)*, 30 August-1 September 2011, Birmingham, England, UK

Chapitre II

Analyse fonctionnelle et dysfonctionnelle d'une application mono-convertisseur multi-machine séquentielle

Dans le Chapitre I nous avons vu la problématique générale de la mutualisation d'onduleur pour les systèmes séquentiels. Nous avons fait le choix d'utiliser uniquement des composants à base de semi-conducteurs pour la fonction d'aiguillage de puissance.

Dans le présent chapitre, nous présentons la problématique de la mutualisation des convertisseurs de puissance pour charges séquentielles et plus spécifiquement l'analyse des structures potentiellement candidates pour réaliser cette fonction. Nous proposons de comparer, dans un premier temps, la structure sans mutualisation (N-onduleurs), la structure avec mutualisation (onduleur

et aiguilleurs à N-charges) et une structure de convertisseur matriciel direct. Une attention particulière est portée sur l'analyse des commutations au sein des convertisseurs matriciels directs. De plus, afin de proposer une approche systématique pour l'analyse du fonctionnement (et dysfonctionnement) des convertisseurs, nous proposons une modélisation générique d'un interrupteur utilisable dans tous les convertisseurs cités précédemment. Ensuite, un système global à deux machines est présenté (convertisseur + loi de commande + charges) pour conduire à des résultats de simulation avec Matlab/Simulink sur les aspects fonctionnels et dysfonctionnels.

1. Structures candidates pour la mutualisation de l'onduleur

Le but du projet CISACS est d'alimenter des actionneurs qui fonctionnent de manière séquentielle tout en optimisant la masse, le volume ou l'encombrement total. Différentes structures de convertisseurs mutualisés peuvent être utilisées afin de répondre à cet objectif. La structure la plus simple est d'associer un onduleur à une charge sans faire de mutualisation : cette structure nous sert de référence et est comparée aux autres structures lors du pré-dimensionnement dans le Chapitre III.

L'onduleur mutualisé est envisageable grâce à une fonction « aiguilleur de puissance ». Cet aiguilleur de puissance est un système qui oriente la puissance électrique à délivrer sur les différentes charges utilisées de manière séquentielle. Dans le cadre du projet CISACS, l'aiguilleur de puissance commute les charges sous courant nul (il n'y a donc pas besoin de pouvoir de coupure). De ce fait, la réalisation peut se faire avec des interrupteurs électromécaniques (Figure N°22) et non des contacteurs (qui possèdent un pouvoir de coupure) ou par des interrupteurs à base de semi-conducteurs sans fonction d'écrtage (nécessaire lors des ouvertures « à chaud »). Dans ce manuscrit, seuls les interrupteurs à base de semi-conducteurs sont considérés (Figure N°23).

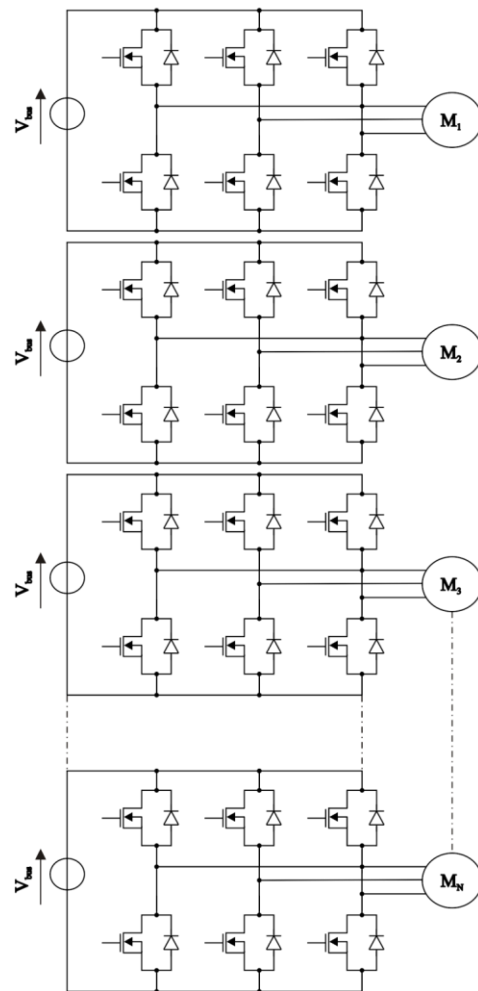


Figure N°21 : Structure à N onduleurs pour N machines, structure de puissance classique sans mutualisation

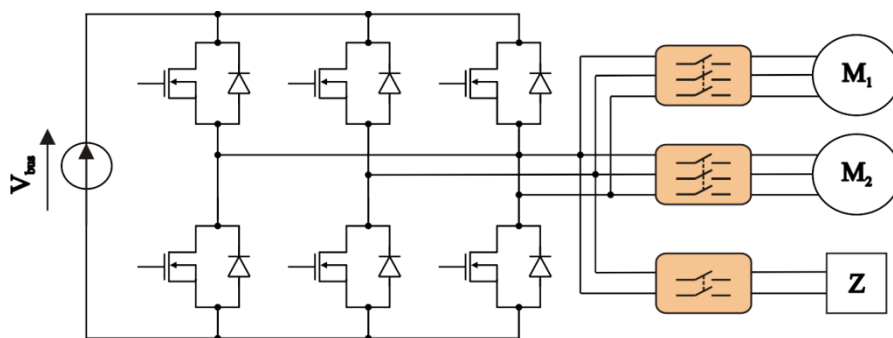


Figure N°22 : Onduleur mutualisé avec un aiguilleur de puissance à base d'interrupteurs électromécaniques

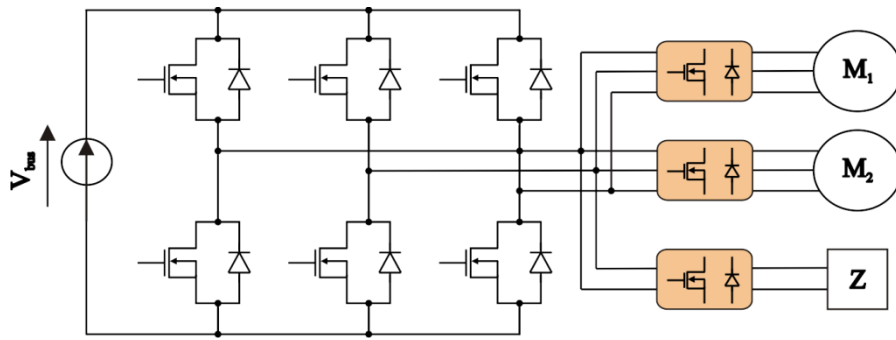


Figure N°23 : Onduleur mutualisé avec un aiguilleur de puissance à base de semi-conducteurs

Le convertisseur matriciel [Kol08] (ou cycloconvertisseur à commutations forcées) est la dernière structure candidate afin de réaliser l'alimentation d'un système à N machines. Cette topologie ne permet pas de proposer de mutualisation mais pourrait répondre à la même fonction finale qu'un système à N onduleurs. De manière générale, ce type de convertisseur est utilisé pour la conversion AC-AC. Dans la littérature, on identifie deux structures de convertisseurs matriciels :

- ✓ Le convertisseur matriciel direct (Figure N°24)
- ✓ Le convertisseur matriciel indirect (Figure N°25)

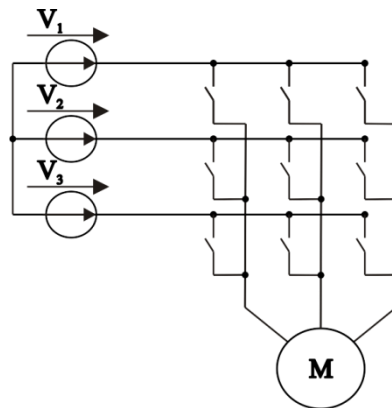


Figure N°24 : Convertisseur matriciel direct (Conventional Matrix Converter CMC)

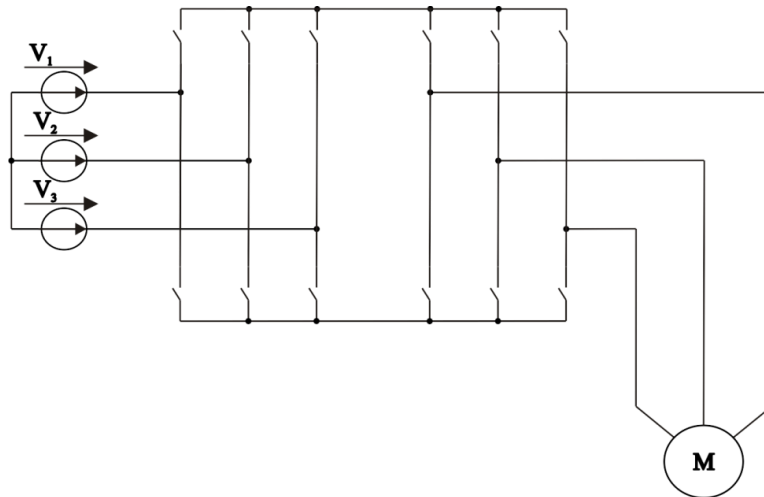


Figure N°25 : Convertisseur Matriciel Indirect (Indirect Matrix Converter IMC)

De par leurs topologies, les interrupteurs au sein de ces convertisseurs doivent être bidirectionnels en courant et en tension. Ce type d'interrupteur existe mais n'est apparemment pas mature pour des applications aéronautiques (MBS, voir Chapitre I Section 5.2) [Hein00]. Une composition judicieuse d'interrupteurs élémentaires est alors nécessaire (MOSFET, diodes, IGBT, etc.). La structure d'un convertisseur matriciel ne permet pas de réaliser la fonction « diode de roue libre » avec des commutations naturelles, c'est pourquoi celle-ci doit être synthétisée grâce à la commande rapprochée des interrupteurs.

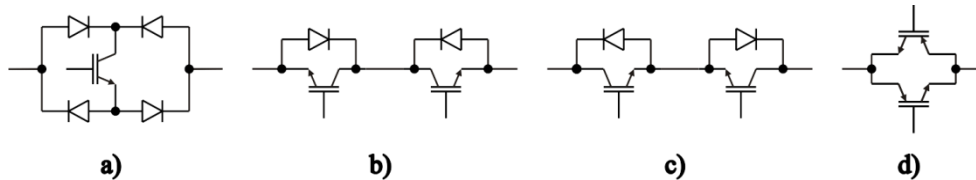


Figure N°26 : Exemple d'association de composants pour créer un composant bidirectionnel en tension et courant a) Point de diode avec interrupteur b) Interrupteur antiparallèle avec collecteur commun c) Interrupteur antiparallèle avec émetteur commun d) RB-IGBT

La structure du convertisseur matriciel indirect est semblable à un redresseur-onduleur. Le bus continu entre le « redresseur » et « l'onduleur » ne contient pas de condensateur. Dans ce manuscrit, le convertisseur matriciel indirect n'est pas considéré car l'alimentation du système est faite par un bus continu disponible au sein des aéronefs.

La structure du convertisseur matriciel direct est semblable à une matrice d'interrupteurs qui permet de relier n'importe quelle phase de la source à n'importe quelle phase de la charge en passant par un seul interrupteur bidirectionnel en courant et tension. Ce type de structure est « modulable » dans le sens où l'entrée et la sortie peuvent être de natures continues ou alternatives.

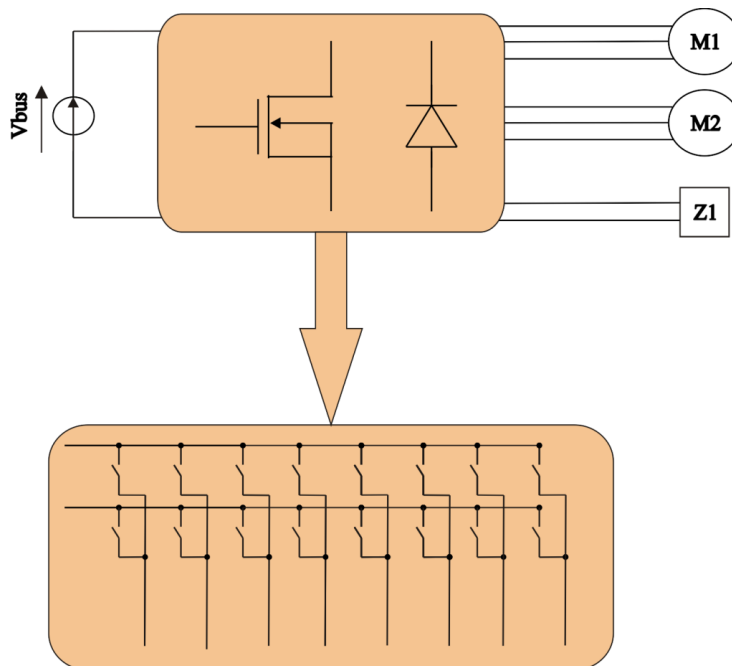


Figure N°27 : Convertisseur matriciel direct alimentant plusieurs charges mono ou triphasées

La gestion des commutations [Fra96][Bou00][Maz99][Hus93] d'un convertisseur matriciel est le cœur de la difficulté de ce type de convertisseur. En effet, pour effectuer correctement les commutations, il est nécessaire de mesurer courant et tension au sein du dispositif afin d'assurer la continuité des courants de ligne (dans le cas de charges inductives). Cette gestion des commutations «reconstruit» la fonctionnalité des diodes de roue libre pour passer d'un interrupteur à l'autre. Les passages entre les différents états de la Figure N°28 sont imposés par les commutations des différents interrupteurs qui constituent le convertisseur matriciel.

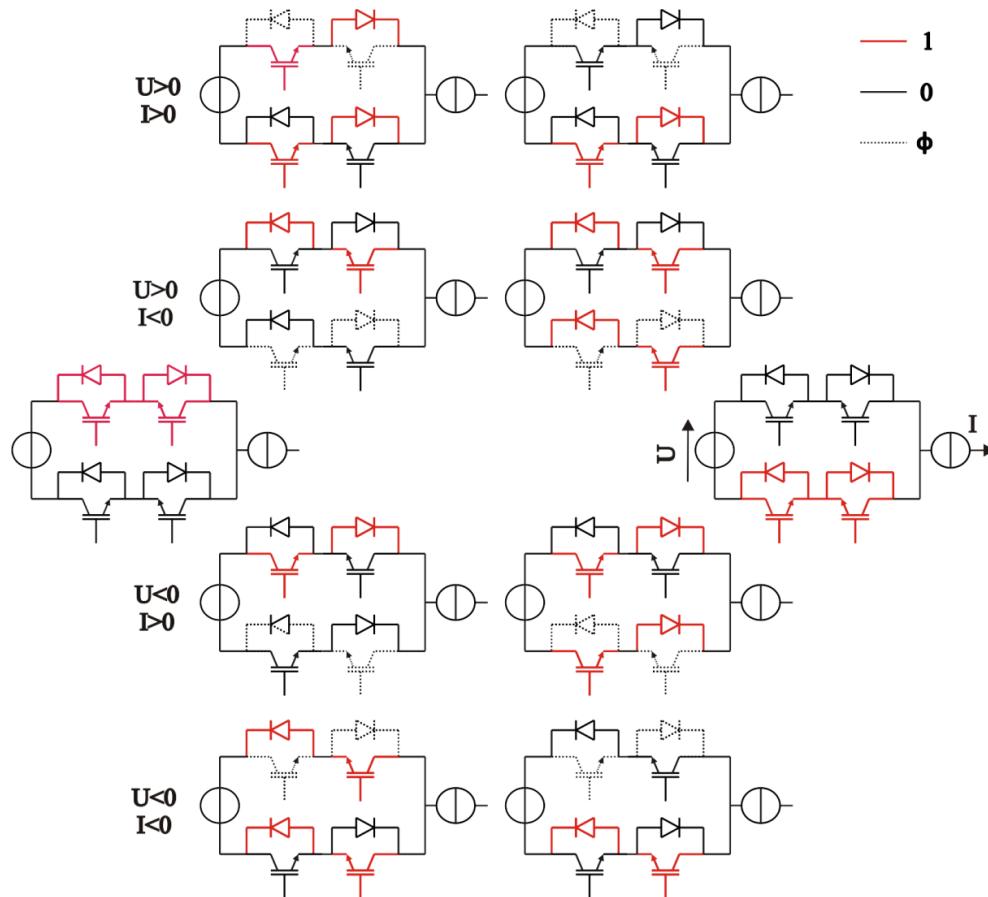


Figure N°28 : Commutations pour des interrupteurs au sein d'un convertisseur matriciel

Les trois structures candidates proposées (Figure N°21, Figure N°23 et Figure N°24) sont modélisées dans la section suivante en vue d'une analyse fonctionnelle et dysfonctionnelle. Dans le chapitre III, les différentes structures sont modélisées en vue d'une optimisation sous contraintes multi-physiques.

2. Modélisations fonctionnelles et dysfonctionnelles du système {convertisseurs + machines} [Led10]

Pour le projet CISACS, nous proposons une modélisation complète de la chaîne de conversion. Les défauts doivent être pris en compte afin d'analyser la réaction du dispositif en cas de défaillance d'un élément. Tous les éléments de la chaîne de conversion sont modélisés par les différents partenaires du projet CISACS (LGEP :

machines et lois de commande, Supélec : électronique de puissance). La modélisation développée dans ce manuscrit porte sur les convertisseurs d'électronique de puissance. Pour vérifier son bon fonctionnement, la loi de commande développée par le LGEP (J. Cathelin et D. Diallo) avec la modélisation de la machine électrique est couplée aux convertisseurs d'électronique de puissance. Les différentes structures candidates sont modélisées avec leurs défauts.

Pour la modélisation fonctionnelle, les interrupteurs de puissance monodirectionnels en tension et bidirectionnels en courant sont modélisés à l'aide de la définition d'un interrupteur générique présenté sur la Figure N°29. Un interrupteur commandé S_1 est mis en série avec une diode d_1 . Une diode de roue libre d_2 est mise en antiparallèle de cet interrupteur. La structure de l'interrupteur en série avec une diode et d'une diode de roue libre en antiparallèle constitue la structure complète d'un composant de puissance monodirectionnel en tension et bidirectionnel en courant sans défaut. Cette structure générique permet de modéliser une partie du fonctionnement quasi-statique des IGBT ou des MOSFET par exemple. Le comportement dysfonctionnel quasi-statique est modélisé à l'aide de trois interrupteurs supplémentaires $\{S_2, S_3, S_4\}$. L'interrupteur S_2 en série avec un composant modélise un circuit ouvert et de ce fait représente un composant qui ne reçoit pas d'ordre de la commande rapprochée ou un composant défaillant sous forme de circuit ouvert. Pour un IGBT avec diode de roue libre, les interrupteurs S_2 et S_4 sont commandés de manière indépendante. Avec un MOSFET sans diode externe, ces deux interrupteurs sont commandés indépendamment pour modéliser un problème dans la commande du MOSFET, mais reçoivent le même ordre si le MOSFET est considéré comme étant défaillant en circuit ouvert. Le dernier interrupteur S_3 modélise un défaut en court-circuit de l'ensemble. Tous les défauts $\{S_2, S_3, S_4\}$ considérés sont modélisés par des interrupteurs parfaits.

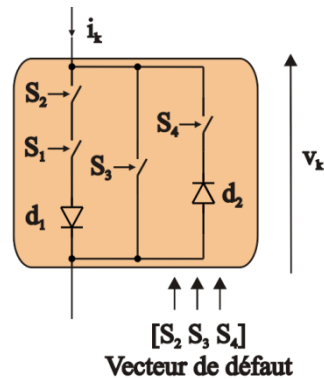


Figure N°29 : Représentation d'un interrupteur de puissance générique bidirectionnel en courant et monodirectionnel en tension. Aspects fonctionnels et dysfonctionnels

L'interrupteur de puissance décrit précédemment est utilisé comme « brique élémentaire » qui est à la base de tous les convertisseurs proposés dans la suite de ce manuscrit (onduleur, aiguilleur, matriciel).

Onduleur triphasé

Pour un onduleur de tension triphasé, six briques élémentaires sont nécessaires pour sa modélisation. La commande des composants de puissance s'effectue avec

une modulation de largeur d'impulsion (MLI) provenant de la loi de commande décrite à la page 56.

Aiguilleur de puissance

L'aiguilleur de puissance nécessite la mise en œuvre de composants de puissance qui sont bidirectionnels en courant et en tension. Deux briques élémentaires mises en série assurent cette fonction : Figure N°31. Nous faisons le choix de ne pas utiliser de composants naturellement bidirectionnels en tension et courant (composants de type MBS [Hei00]).

Convertisseur matriciel

Sur la base de la « brique élémentaire », le convertisseur matriciel direct (décrit à la Section II.2.) joue le rôle d'un ensemble onduleur-aiguilleur et est modélisé en utilisant neuf interrupteurs bidirectionnels en courant et tension. Comme pour l'onduleur, ce convertisseur est piloté avec une MLI à fréquence fixe. Cependant, le convertisseur matriciel n'est pas capable d'assurer naturellement la continuité des courants de charge (sur charges inductives) ce qui nous conduit à ajouter une logique de commande rapprochée pour chaque interrupteur. Celle-ci permet d'adopter la bonne séquence de commutation en interne d'un interrupteur en fonction du courant et de la tension appliqués à ce dernier : l'algorithme utilisé est décrit sur la Figure N°32. Dans notre cas, nous remarquons que la tension d'entrée est positive et ne change pas de signe car le convertisseur matriciel est alimenté par un bus continu. Entre chaque étape, un temps minimum est à respecter. Il est donné par les différents composants de puissance en fonction de leurs caractéristiques en commutation. Le début du cycle est la position des deux interrupteurs C_{11} et C_{12} ou C_{21} et C_{22} actifs. A titre d'exemple, on se place à la position de repos pour C_{11} et C_{12} avec un courant positif. L'étape suivante est de mettre à l'état bloqué l'interrupteur C_{12} . Ensuite l'interrupteur C_{21} est mis à l'état passant. A l'étape suivante, la mise à l'état bloqué de C_{11} fait basculer le courant sur l'interrupteur C_{21} . Enfin, l'interrupteur C_{22} est mis à l'état passant.

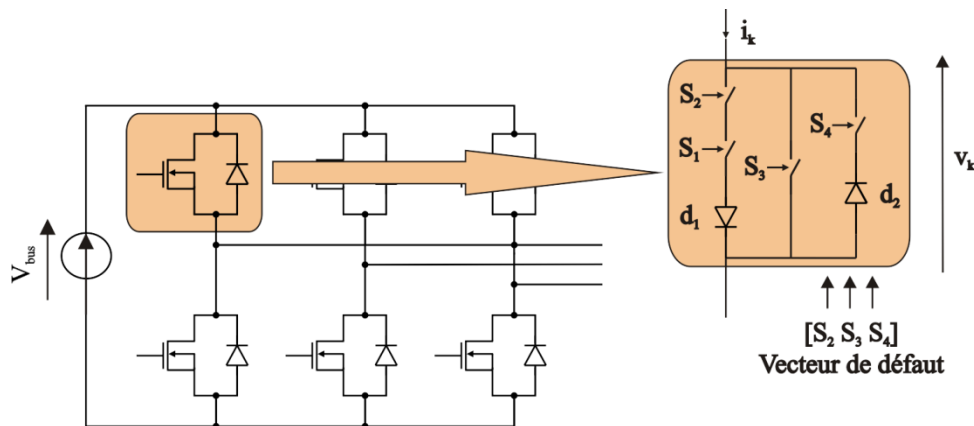


Figure N°30 : Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à l'aide de la « brique élémentaire » pour les interrupteurs de puissance

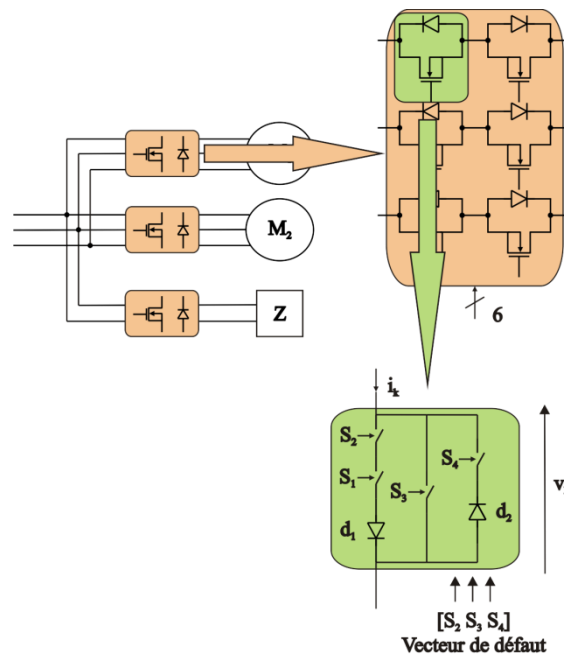


Figure N°31 : Modélisation de l'aiguilleur de puissance à l'aide de la « brique élémentaire »

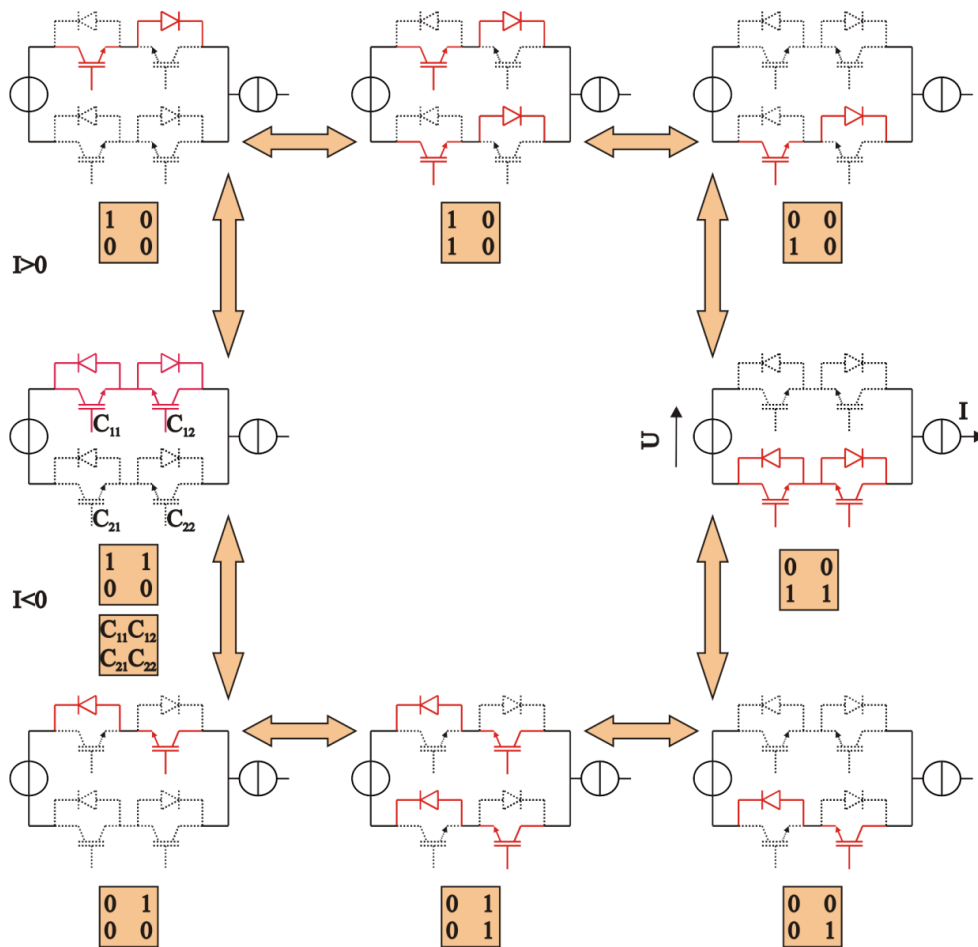


Figure N°32 : Séquences de commutation du convertisseur matriciel pour une tension d'entrée continue

**Description du système complet {Convertisseurs + Machines + Charges
Mécaniques + Régulations}**

Le système considéré dans ce chapitre est limité à deux machines électriques (machines synchrones à aimants permanents) : la modélisation des machines (voir annexe IV pour les caractéristiques des moteurs) et les lois de commandes associées sont développées par le LGEP (J. Cathelin et D. Diallo) dans le cadre du projet CISACS. D'un point de vue du système complet, nous proposons de tester les fonctionnalités macroscopiques avec, dans un premier temps, une architecture de puissance basée sur un onduleur et un aiguilleur de courant ; puis, dans un second temps, avec un convertisseur matriciel.

Les moteurs utilisés dans cette chaîne de conversion sont des moteurs synchrones à aimants permanents à pôles saillants. Ils sont considérés non saturés en régime équilibré. La modélisation classique dans le plan (d, q) donne :

$$\begin{cases} \dot{X} = A_c X + B_c^u U + B_c^\theta \theta \\ Y = C X \end{cases} \quad (1)$$

Avec :

$$X = [i_{sd} \ i_{sq}]^t \quad (2)$$

$$\theta = [\omega \ \theta]^t \quad (3)$$

$$U = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^t \quad (4)$$

$$Y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^t \quad (5)$$

$$A_c = \begin{pmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ \frac{-\omega L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$B_c^u = \begin{pmatrix} \frac{\cos \theta}{L_d} & \frac{\sin \theta}{L_d} \\ \frac{-\sin \theta}{L_q} & \frac{\cos \theta}{L_q} \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$B_c^\theta = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{\Phi}{L_q} & 0 \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$C = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (9)$$

Où $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ sont les courants et tensions dans le plan (α, β) et i_{sd} , i_{sq} sont les courants dans le plan (d, q) . L_d et L_q sont les inductances du stator, R_s est la résistance du stator. Φ est le flux produit par les aimants. ω est la vitesse angulaire mesurée. θ est la position électrique du moteur. Le fonctionnement est supposé équilibré : la composante homopolaire est supposée nulle. Les résultats obtenus avec ce type de modèle ne sont pas valides en régime déséquilibré. Cette hypothèse est prise en compte lors de l'interprétation des résultats dans la partie suivante.

Pour la commande de ce système, une structure cascade est utilisée : un correcteur de type Proportionnel-Intégrale est utilisé pour la boucle intermédiaire de vitesse. Pour la boucle externe en position, le correcteur est de type Proportionnel pur. Concernant la boucle interne de courant, elle est réalisée dans le plan (d, q) . La structure de la loi de commande est décrite sur la Figure N°33.

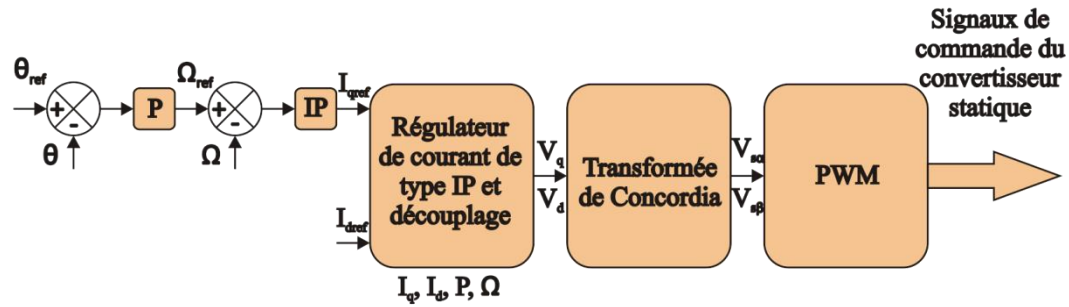


Figure N°33 : Schéma bloc de la structure cascade pour la régulation en position du moteur

Sur la Figure N°34 qui définit l'ensemble du système mono-convertisseur à deux machines, nous définissons les notations suivantes :

- Mesures de M_1 , M_2 : mesures de Ω_1 , Ω_2 , θ_1 , θ_2 , C_1 , C_2 , les tensions et courants de la machine électrique
- Ω_1 , Ω_2 : vitesses angulaires des machines M_1 , M_2
- θ_1 , θ_2 : positions angulaires des machines M_1 et M_2
- C_1 , C_2 : couple des machines M_1 et M_2
- Vecteurs de défauts des onduleurs 1 et 2 : représentent les signaux de commandes des interrupteurs simulant les défauts : pour chaque brique, 3 défauts sont possibles. Pour l'onduleur et l'aiguilleur, 6 briques sont nécessaires, 18 défauts sont donc possibles.

COM 1 et *COM 2* : signaux de commande de l'aiguilleur

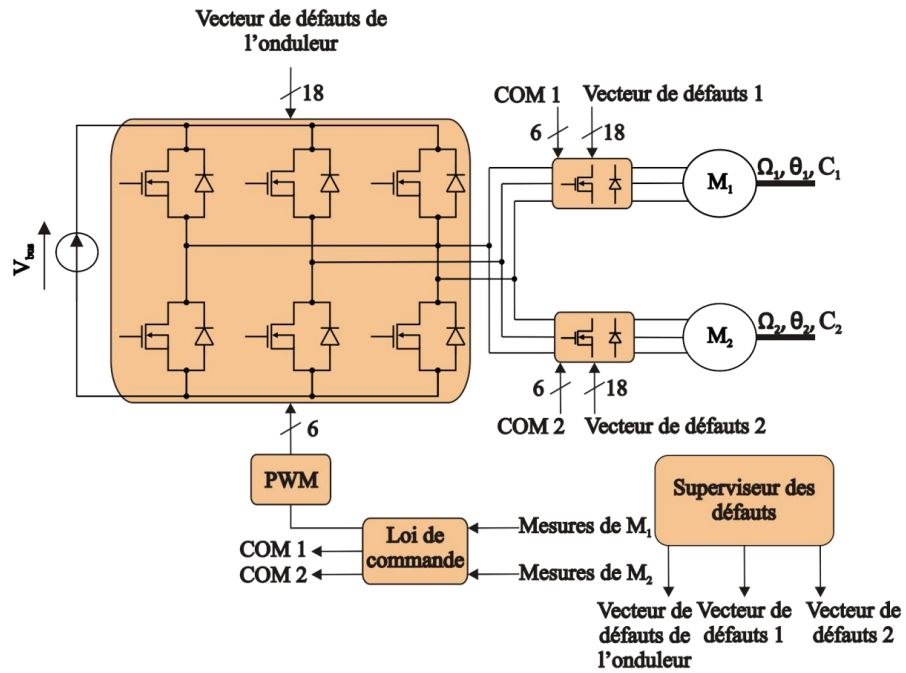


Figure N°34 : Synoptique de l'ensemble de la chaîne de conversion avec un onduleur-aiguilleur

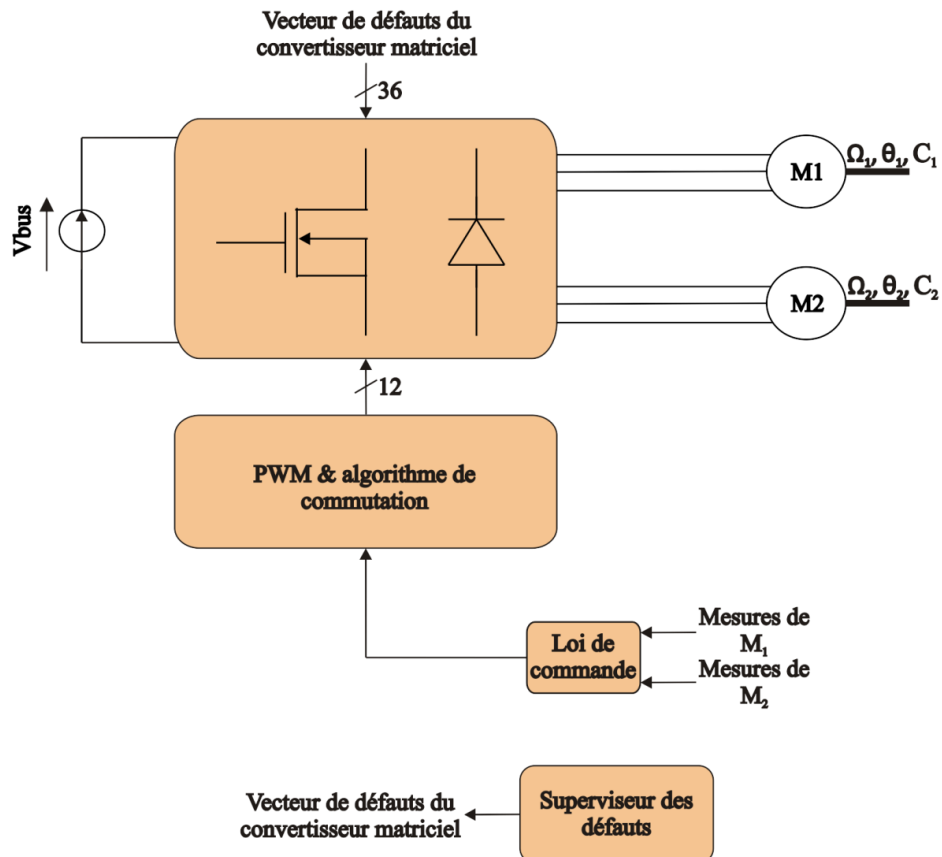


Figure N°35 : Synoptique de l'ensemble de la chaîne de conversion avec un convertisseur matriciel

La Figure N°35 représente le système de motorisation à deux machines mais avec un convertisseur matriciel. On retrouve les mêmes mesures que pour l'architecture précédente mais avec un vecteur de défauts à 36 composantes.

3. Résultats

3.1. Présentation des simulations

Les différentes structures candidates sont testées en mode de fonctionnement normal puis lors d'apparition de défauts. Dans ce manuscrit, l'objectif premier est de montrer que la modélisation proposée permet de simuler le système complet dans l'optique d'analyser l'impact d'un défaut sur le convertisseur d'électronique de puissance ou dans la charge sur le fonctionnement du système complet. Les simulations sont effectuées avec MATLAB SIMULINK (R2007b) et la librairie SimPowerSystems (PC Intel E7300 double cœur 2.66GHz, 4Go, Windows Vista 32 bits).

A l'issue des différentes simulations transitoires, nous pouvons observer les variables suivantes :

- Courants et tensions au sein des convertisseurs de puissance
- Les courants (i_d , i_q) de la machine
- La vitesse angulaire de la machine, Ω
- La position de la machine, θ
- Le couple de la machine, C

Dans la suite du manuscrit, les positions angulaires des deux moteurs et les courants de lignes sont présentés.

3.2. Simulations fonctionnelles

Les deux moteurs sont actionnés de manière successive et sont régulés en position. Ces deux moteurs de type synchrones à aimants permanents n'ont pas exactement les mêmes caractéristiques mais sont de calibre très proche. Les deux structures testées sont l'onduleur avec un aiguilleur de puissance et un convertisseur matriciel. Les résultats de ces deux structures sont comparés.

3.2.1. Résultats de simulation de l'onduleur avec aiguilleurs de puissance

La première simulation est celle de l'onduleur avec un aiguilleur de puissance alimentant deux moteurs. Pour rappel, l'aiguilleur est piloté sous courant et tension nuls. Le profil de mission se déroule comme suit :

- A partir de 0,04 secondes, l'aiguilleur est piloté pour alimenter le premier moteur
- A 0.05 secondes, l'onduleur pilote le premier moteur (régulation en position)
- A 1.5 secondes, l'onduleur s'arrête
- A 1.6 secondes l'aiguilleur passe en position neutre
- A 1.9 secondes, l'aiguilleur est piloté pour alimenter le deuxième moteur

- A 2.0 secondes, l'onduleur pilote le deuxième moteur (régulation en position)
- A 3.5 secondes, l'onduleur s'arrête
- A 3.6 secondes, l'aiguilleur se met en position de repos
- A 4 secondes, fin de la simulation

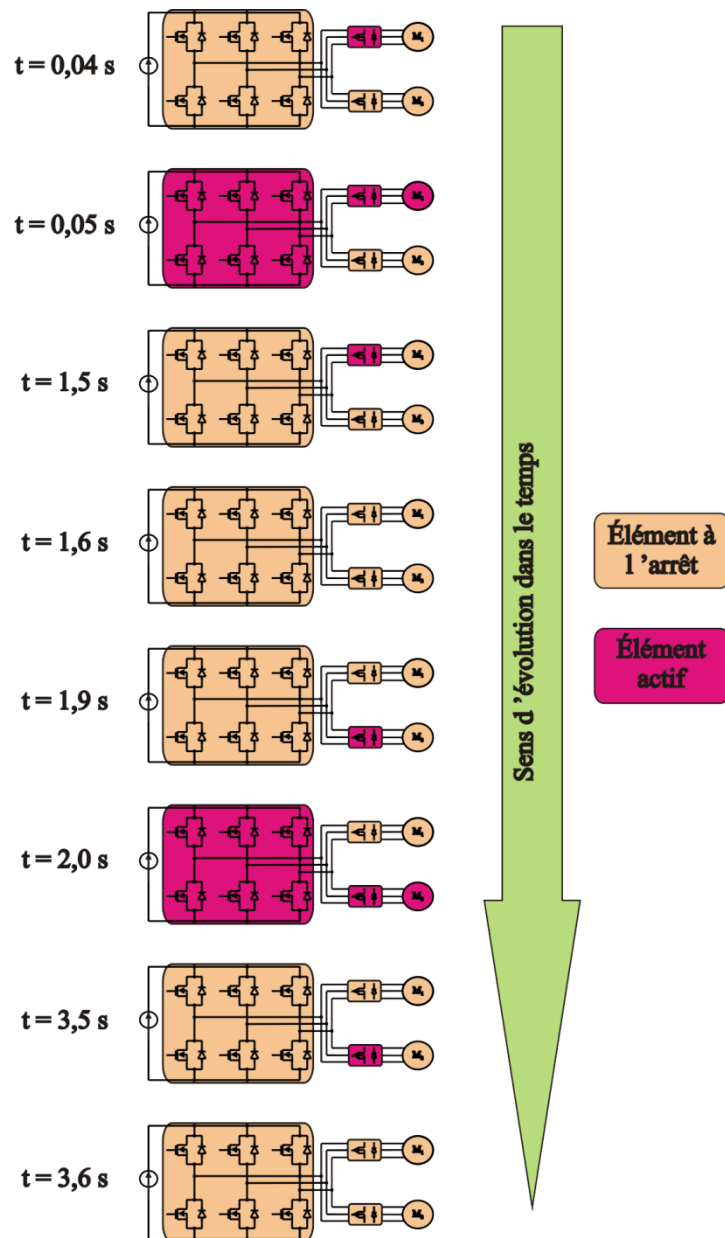
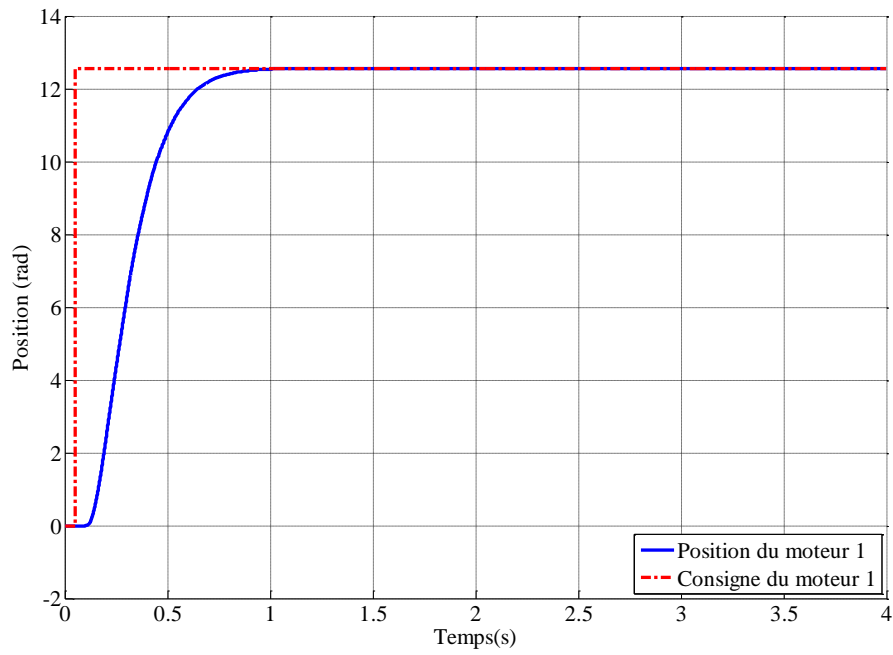
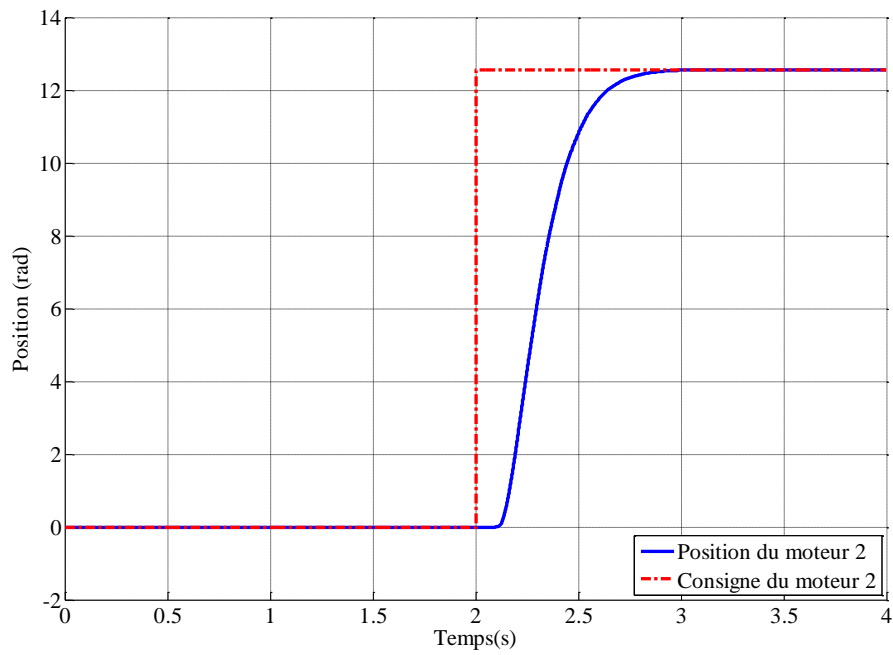


Figure N°36 : Synoptique de la simulation de l'onduleur avec aiguilleur alimentant deux moteurs

Cette simulation est résolue avec la méthode ODE23t et un pas de calcul maximum d'une microseconde. La Figure N°37 présente les positions angulaires des deux machines comparées à une position de référence de 12,6 radians sans couple résistant.



a. Moteur M_1



b. Moteur M_2

Figure N°37 : Positions des moteurs pour une consigne de 12,6 radians, structure de puissance avec onduleur et aiguilleurs

Au terme de la simulation, on vérifie que les profils en position sont respectés : environ une seconde de temps de réponse. Les figures suivantes montrent les

courants de l'aiguilleur associés au premier moteur et deuxième moteur pour une consigne de position de 12,6 radians sans couple résistant.

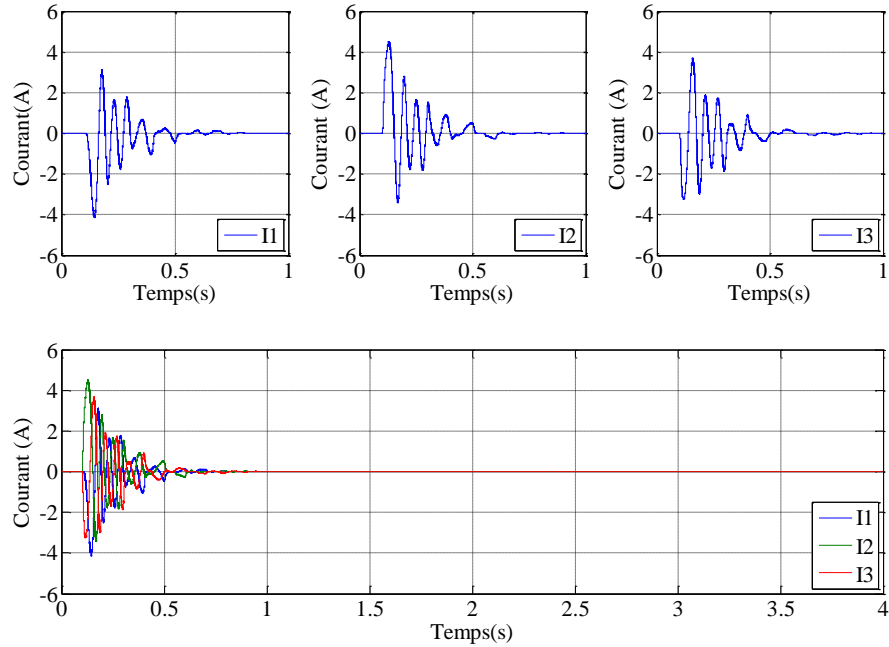


Figure N°38 : Courants de lignes en sortie de l'aiguilleur du moteur N°1, structure de puissance avec onduleur et aiguilleurs

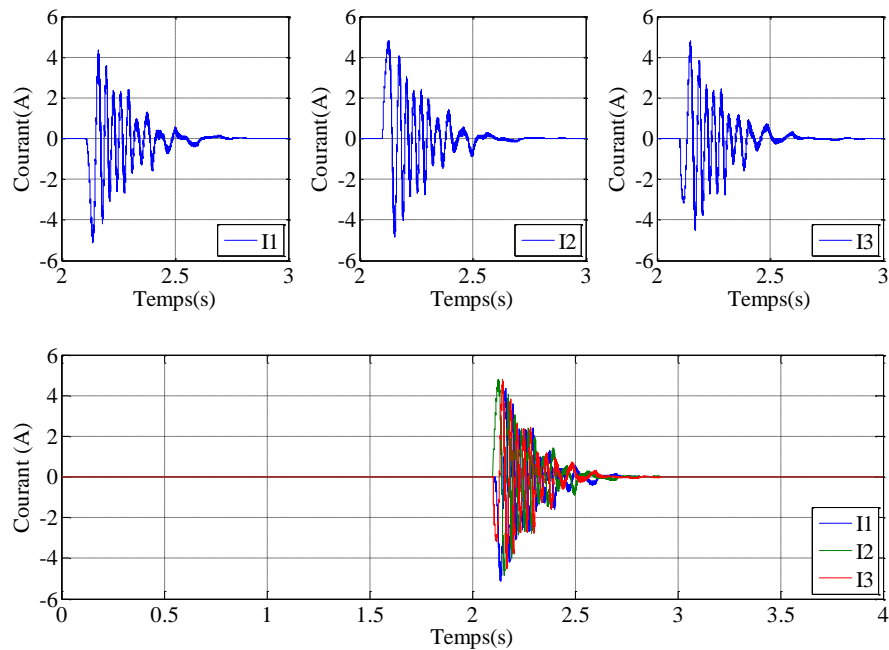


Figure N°39 : Courants de lignes en sortie de l'aiguilleur du moteur N°2, structure de puissance avec onduleur et aiguilleurs

Les courants sont différents car les moteurs alimentés ne sont pas rigoureusement identiques. On vérifie que les courants sont nuls dans les machines lorsque l'on a atteint le régime établi en position.

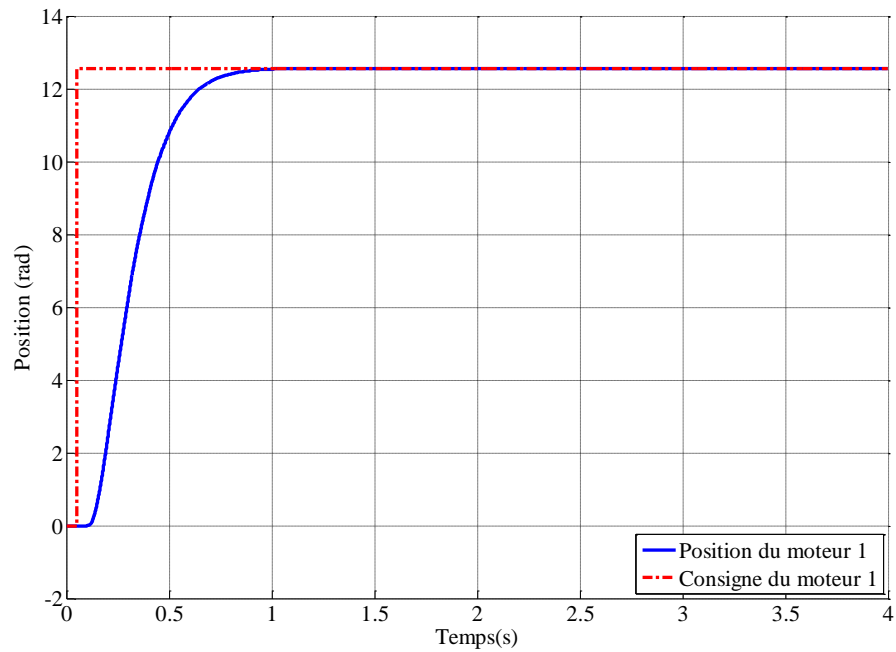
3.2.2. Résultats de simulation du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel remplace à présent l'ensemble onduleur-aiguilleur de puissance. Le profil de mission est identique au précédent. La simulation se déroule comme suit :

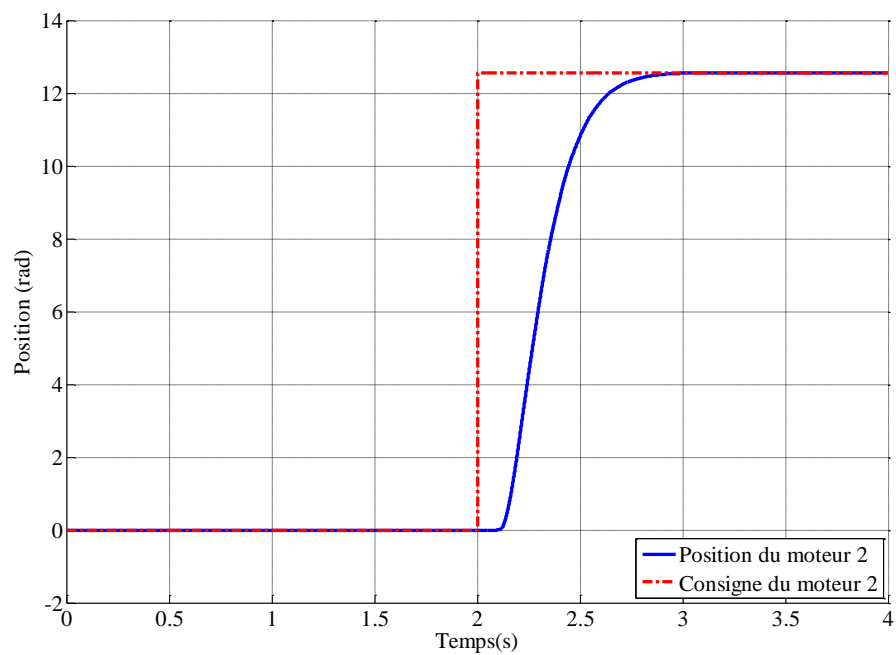
- A partir de 0.05 secondes, le convertisseur matriciel est piloté pour alimenter le premier moteur
- A 1.5 secondes, le convertisseur matriciel s'arrête
- A 2.0 secondes, le convertisseur matriciel est piloté pour alimenter le deuxième moteur
- A 3.5 secondes, le convertisseur matriciel s'arrête
- A 4 secondes, fin de la simulation

Le pas maximum de calcul est beaucoup plus petit par rapport à celui de la simulation pour l'onduleur : 50 nanosecondes. Ce pas de calcul très faible est dû au fonctionnement du cycle du convertisseur matriciel. Il permet de tenir compte du temps minimum entre deux commutations du cycle défini à la Figure N°32.

Les résultats des positions des deux moteurs sont les mêmes que précédemment. Le fonctionnement du convertisseur matriciel et de l'onduleur aiguilleur sont donc identiques à l'échelle du système global où les performances des lois de commande sont analysées.



a. Moteur M_1



b. Moteur M_2

Figure N°40 : Evolution de la position angulaire des moteurs 1 et 2 pour une consigne de 12,6 radians, structure de puissance avec deux convertisseurs matriciels

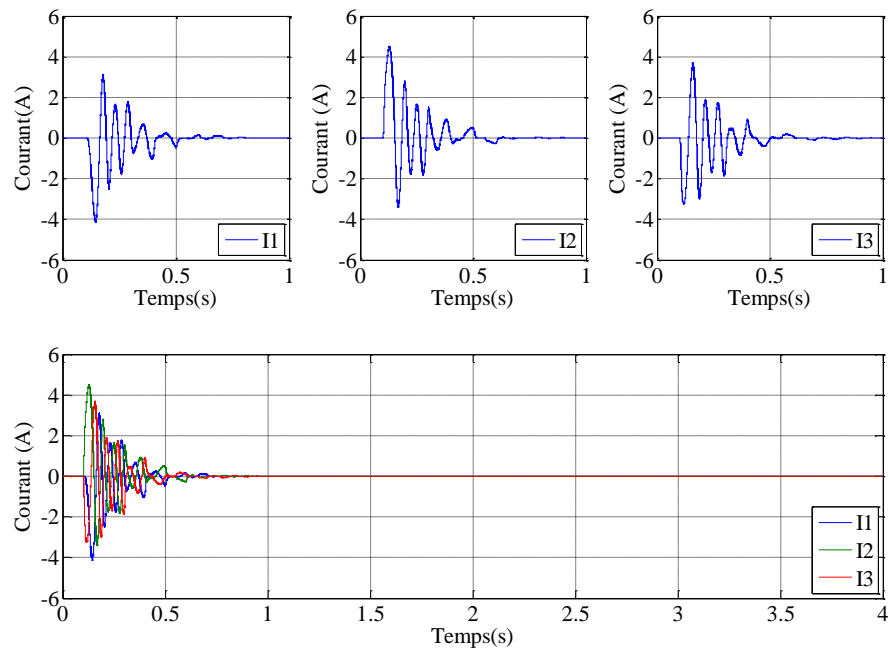


Figure N°41 : Courants de lignes en sortie du premier convertisseur matriciel, structure de puissance avec deux convertisseurs matriciels

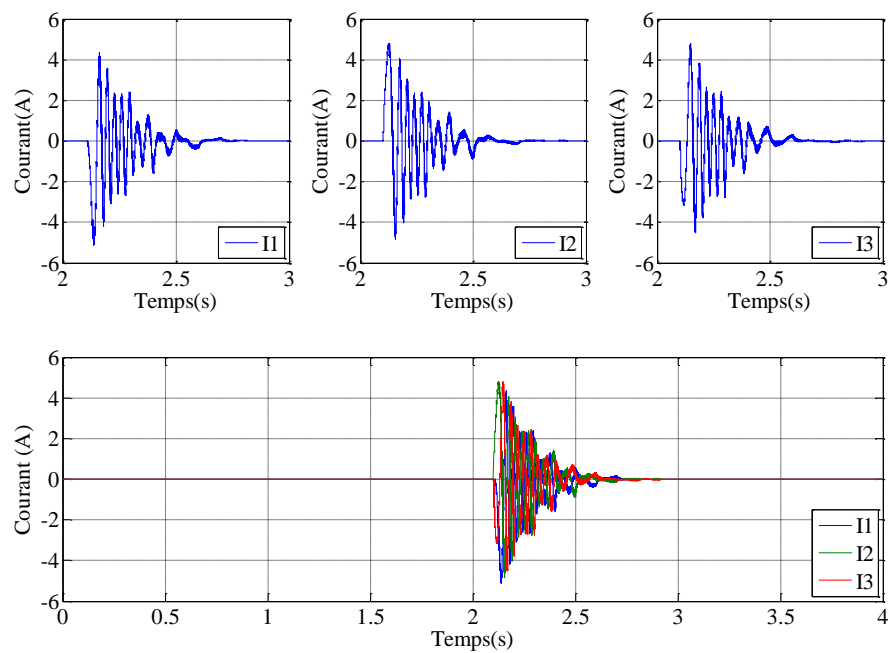


Figure N°42 : Courants de lignes en sortie du deuxième convertisseur matriciel, structure de puissance avec deux convertisseurs matriciels

Si l'on compare plus finement les courants des moteurs avec l'onduleur et avec le convertisseur matriciel, on peut voir l'influence des temps de commutation qui est plus important pour le matriciel : l'algorithme de commutation est plus long à

être réalisé que les commutations spontanées des diodes de roue libre de l'onduleur. Afin de mieux comprendre la gestion des commutations au sein du convertisseur matriciel, sur la Figure N°43 nous proposons le tracé de l'évolution chronologique des signaux de commande des composants d'un bras d'un convertisseur matriciel. On voit apparaître très nettement la séquence spécifique entre C_{11} , C_{12} , C_{21} et C_{22} afin d'assurer la continuité du courant dans la phase de la machine électrique.

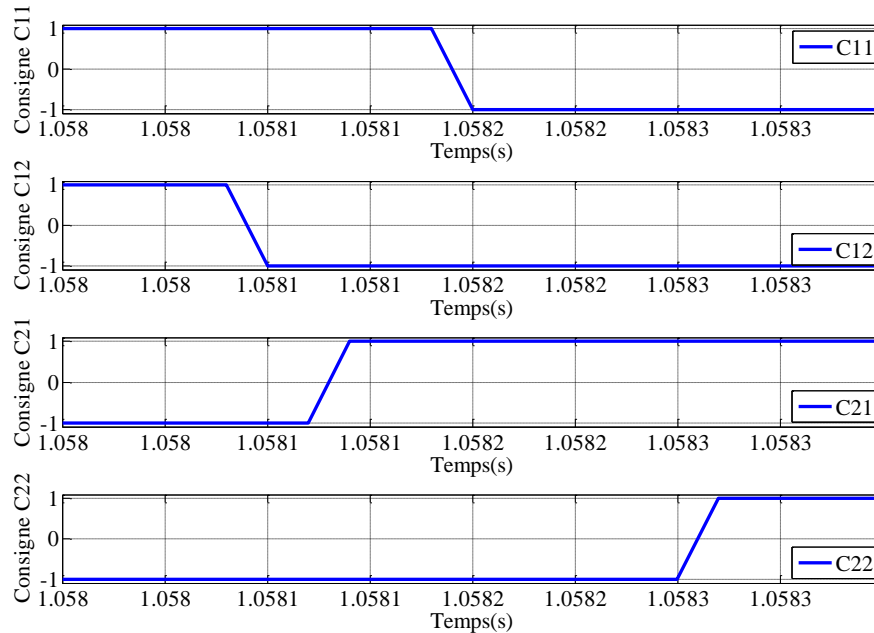


Figure N°43 : Signaux de commande de chaque interrupteur d'un bras du convertisseur matriciel. -1 pour le bloquer, 1 pour le mettre à l'état passant

3.2.3. Conclusion

Nous venons d'illustrer la faisabilité de la mutualisation d'un onduleur à l'aide d'aiguilleurs de courant dans le cas de charges séquentielles. Pour ce faire, nous avons proposé une modélisation et des simulations dans l'environnement Matlab/Simulink pour conclure sur le bon fonctionnement d'un système mono-onduleur deux-machines piloté en position. Dans le cas d'un fonctionnement normal, l'onduleur ou le convertisseur matriciel conduisent à des résultats identiques sur une échelle de temps liée aux phénomènes électromécaniques. Cependant ils sont différents vis-à-vis de leurs commandes rapprochées et donc de leur mise en œuvre dans Matlab/Simulink.

3.3. Simulations dysfonctionnelles

Le modèle de moteur utilisé n'est pas valide que dans le cas où l'alimentation est en régime déséquilibré. Dans ce cas, une charge RL remplace donc les machines électriques et est caractérisée par une puissance active de 3 kW et une puissance

réactive de 1 kVAR pour une tension de 270V entre phase et neutre pour une fréquence de 50Hz.

Dans les différentes simulations abordées, seuls des défauts non destructifs sont simulés. Le choix de ce type de défauts est dû à la méconnaissance de ce qu'il arriverait en cas de défauts destructifs (puce diode en circuit ouvert sur une charge inductive par exemple). Dans les simulations proposées, seul le courant de ligne de chaque phase est analysé. Le but étant de montrer le principe de la simulation avec des défauts en vue de son intégration dans une plateforme permettant la simulation de la chaîne d'actionnement complète embarquée (fonctions relevage et dirigeabilité de la roue avant par exemple lors de défauts) et d'évaluer l'impact d'un défaut au niveau de l'électronique de puissance ou sa charge sur le fonctionnement global de la chaîne.

3.3.1. Défaut sur un interrupteur de l'onduleur en circuit ouvert

Le premier défaut caractérise un non-fonctionnement de la commande rapprochée d'un interrupteur de puissance et est possible en cas de défaillance du driver qui donne les ordres de commandes. Pour notre exemple, ce défaut apparaît à 0,4s.

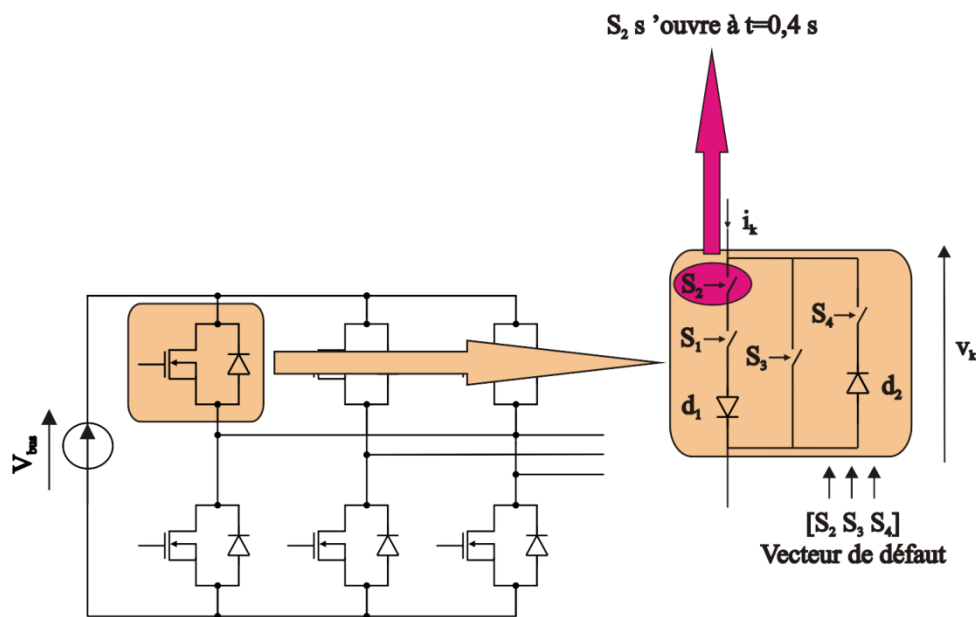


Figure N°44 : Localisation du défaut dans l'onduleur en cas de défaillance du driver

Dès l'apparition du défaut, le courant dans la première phase où est apparu le défaut est négatif. On constate que les courants dans les deux autres phases sont légèrement plus faibles en amplitude.

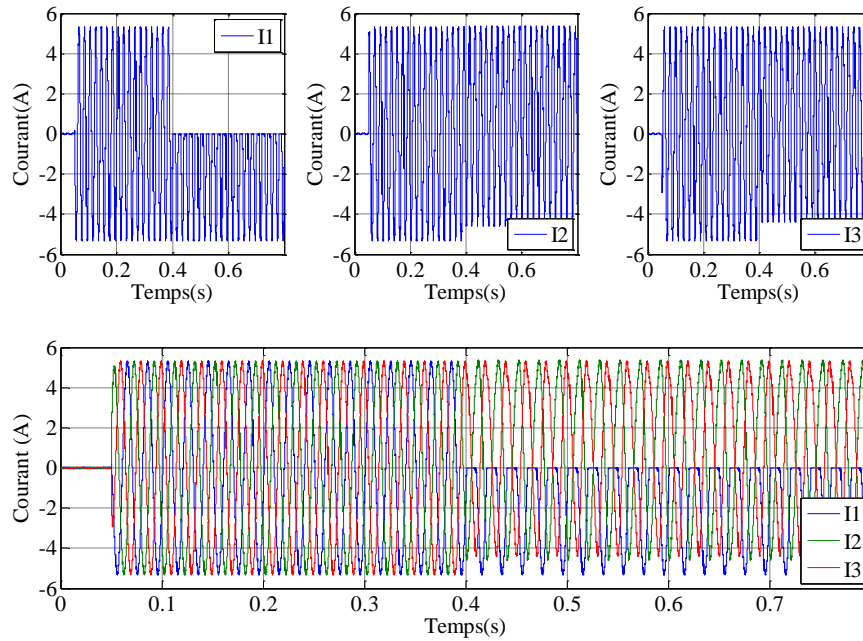


Figure N°45 : Courant de ligne dans chaque phase pour une charge RL avec un défaut (commande interrompue sur un interrupteur) sur un interrupteur de l'onduleur à $t=0,4$ seconde

3.3.2. Défaut sur un interrupteur de l'aiguilleur en circuit ouvert

Le deuxième défaut étudié est la rupture (ou la déconnexion) d'une phase de la charge ou bien le blocage de la commande rapproché des interrupteurs de l'aiguilleur. Pour notre exemple, ce défaut arrive à 0.4 s sur la phase 1.

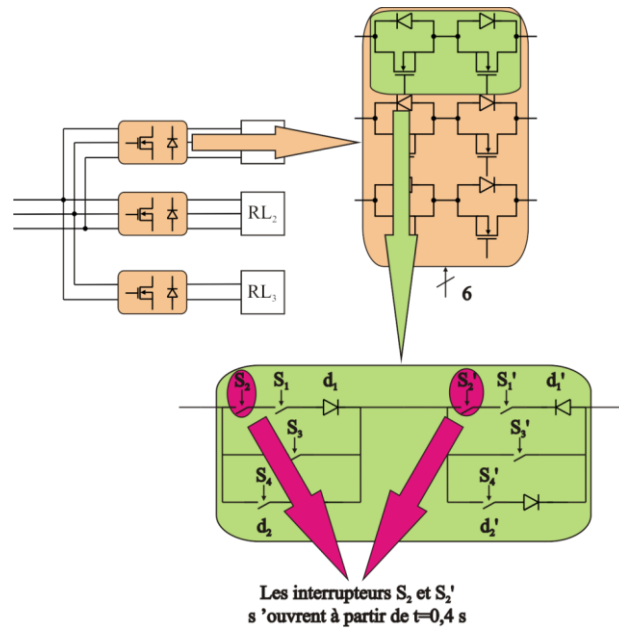


Figure N°46 : Localisation du défaut d'un interrupteur de l'aiguilleur ou d'un défaut de déconnexion d'une phase de la charge

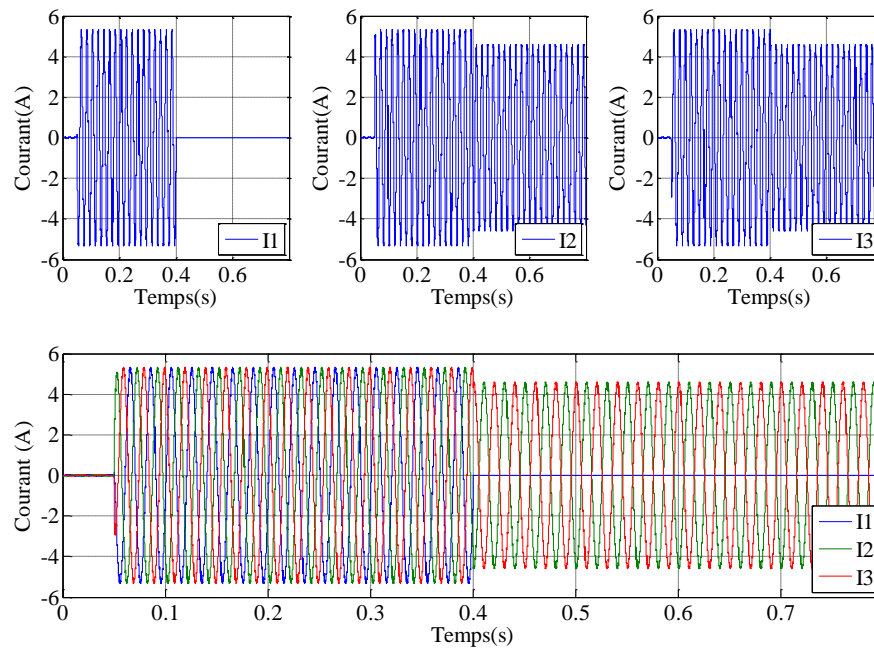


Figure N°47 : Courant en ligne dans chaque phase pour une charge RL avec une rupture de la phase une à $t=0,4$ seconde

Une phase étant ouverte, l'alimentation des deux autres phases est équivalente à une alimentation monophasée. Ainsi, les deux courants des phases restantes sont en opposition de phase.

3.3.3. Défaut d'un enroulement en court-circuit

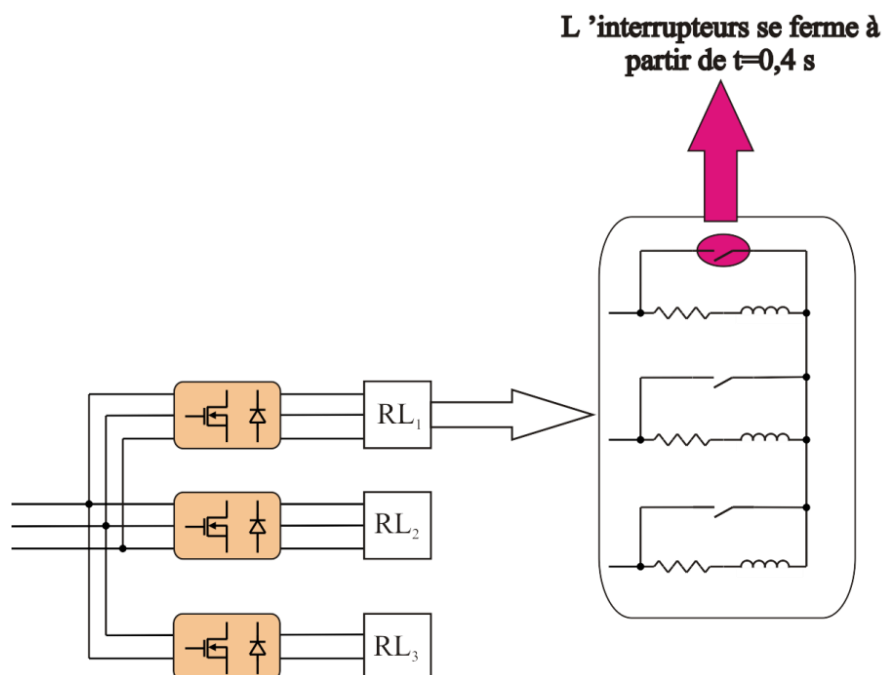


Figure N°48 : Localisation du défaut d'un enroulement en court-circuit

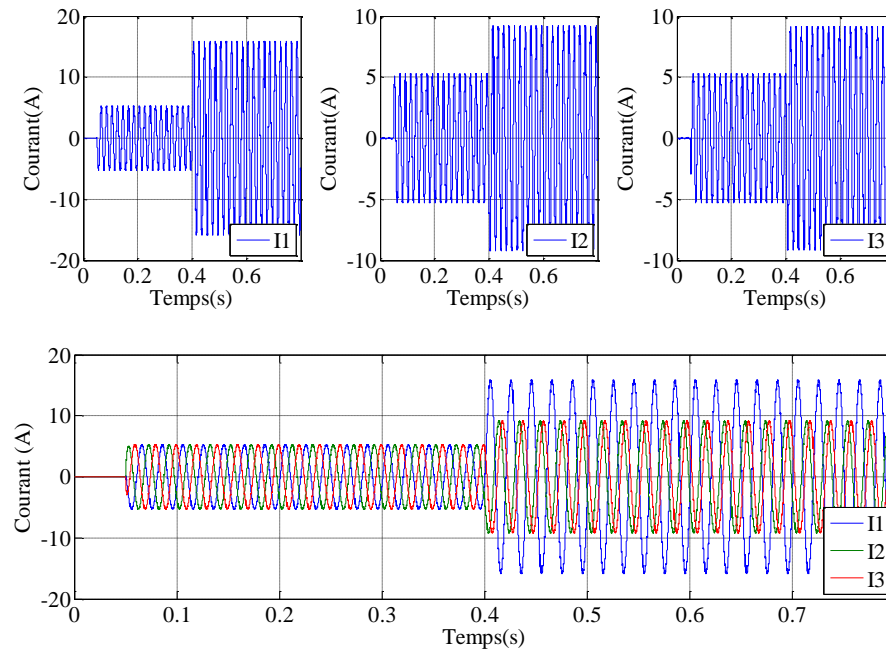


Figure N°49 : Courant de ligne dans chaque phase pour une charge RL dont un élément est mis en court-circuit à $t=0,4$ seconde

Le courant circulant dans chaque phase devient plus important que ce qui y circule en fonctionnement sans défaut. Cela peut avoir des conséquences sur le convertisseur de puissance s'il n'est pas conçu pour garantir un bon fonctionnement lors d'une surcharge sur les trois phases (problématique thermique transitoire). Une analyse thermique transitoire serait donc nécessaire afin de connaître l'élévation de température en fonction du temps. Le résultat de cette analyse permettrait de connaître si l'électronique de puissance peut résister à ce type de défaut mais cela ne fait pas parti des objectifs de travaux présentés dans ce manuscrit.

Remarques

- Pour faire une analyse de fonctionnement avec les moteurs et leur loi de commande associée, le modèle des moteurs doit être adapté pour prendre en compte le déséquilibre engendré. Des modèles de moteurs dans le plan (abc) ou dans le plan (hdq) (h étant la composante homopolaire) pourraient être utilisés pour résoudre ce problème.
- Le convertisseur matriciel n'est pas simulé en mode dysfonctionnel. Les résultats obtenus précédemment sont identiques sur les mêmes défauts.

3.4. Conclusion des résultats de simulation

L'objectif de cette partie est de vérifier la faisabilité des simulations fonctionnelles et dysfonctionnelles. Pour les simulations fonctionnelles, l'onduleur-aiguilleur de puissance et le convertisseur matriciel donnent des résultats très proches à l'échelle de temps d'un profil de mission de quelques secondes. Pour les simulations

dysfonctionnelles, des travaux supplémentaires doivent être envisagés afin d'analyser le fonctionnement du système vis-à-vis de la loi de commande car la modélisation des machines électriques n'est pas adaptée au régime déséquilibré. De plus, les défauts engendrent des surintensités qui ont un effet direct sur le convertisseur de puissance : une modélisation thermique transitoire permettrait d'analyser les différents scénarios et les conséquences (destructrices dans certains cas) pourraient être alors prédites.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, les modèles des différents composants de la chaîne de traction sont décrits. Une « brique » du composant de puissance est proposée afin de modéliser les aspects fonctionnels et dysfonctionnels des interrupteurs de puissance.

Avec la collaboration du LGEP (J. Cathelin et D. Diallo), nous avons proposé une modélisation et des simulations du système complet $\{\text{convertisseurs} + \text{machines} + \text{charges mécaniques} + \text{lois de commande}\}$. Nous avons mis en évidence une similitude entre les résultats issus de l'onduleur et ceux issus des convertisseurs matriciels sans régime de défaut. Dans le cas de défauts non-destructifs (problème de commande rapprochée), les premiers résultats nous permettent d'avoir des premières tendances sur les formes d'ondes des courants au sein du système.

Ce deuxième chapitre nous a donc permis de donner des premiers éléments de réponse sur la faisabilité et les fonctionnalités de convertisseurs onduleurs associés à des aiguilleurs de courant. Notons qu'à ce stade la comparaison, entre l'architecture onduleur-aiguilleur et la structure matricielle, est faite du point de vue fonctionnel. Dans l'optique de concevoir physiquement ce système d'électronique de puissance, nous devons nous intéresser à la modélisation multi-physique pour nous conduire vers une démarche de dimensionnement et de pré-dimensionnement afin de faire un choix d'architecture. Cette démarche est intéressante et primordiale pour le concepteur de ce type de système : quelle architecture est la meilleure du point de vue de la masse embarquée, de l'encombrement, du rendement ? Dans le Chapitre III, une méthodologie de pré-dimensionnement nous permet d'apporter des éléments de réponses à cette question. Cet objectif est à replacer dans le cadre d'applications industrielles où le concepteur doit disposer d'outils de prototypage virtuel afin de se diriger au mieux vers « la solution optimale ».

Références bibliographiques du Chapitre II

- [Bou00] H. Boulant, “Gestion des commutations dans les convertisseurs matriciels. Régulation par décalage des ordres de commandes”, *Thèse de doctorat*, Université de Montpellier 2, 2000

- [Fra96] B. François, “Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques a structure matricielle”, *Thèse de doctorat*, Université de sciences et techniques de Lille, 1996

- [Hei00] F. Heinke and R. Sittig, “The monolithic bidirectional switch (MBS)”, *IEEE Power Semiconductor Devices and IC's*, pp. 237-240, 22-25 May 2000, Toulouse, France

- [Hus93] J.J. Huselstein, “Etude de la commutation dans les convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels bicommandables. Contribution à la gestion de la commutation entre interrupteur commandes”, *Thèse de doctorat*, Université de Montpellier 2, 1993

- [Kol08] J. W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer and S. D. Round, “The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems”, *Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008*, Poznan, Poland, September 1-3, 2008

- [Led10] C. Ledoux, P. Lefranc, J. Cathelin, C. Larouci, D. Diallo and J.-L. Thomas, “Modeling and Fault Modes Investigation of a Power Sharing AC Drive”, *IECON'10, Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society*, 7-10 November 2010, Glendale, Arizona, USA

- [Maz99] L. Mazer, “Étude de la gestion des commutations dans les convertisseurs matriciels par la méthode de séparation des ordres de commandes. Application à la cellule de commutation triphasée”, *Thèse de doctorat*, Université de Montpellier 2, 1999

Chapitre III :

Méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation de chaînes d'actionnement mono-convertisseur multi-machines

Dans le précédent chapitre nous avons proposé une étude et analysé les résultats de simulations temporelles des aspects fonctionnels et dysfonctionnels des différentes structures d'électronique de puissance candidates pour notre application alimentant des charges séquentielles.

Dans le présent chapitre, nous proposons de formaliser la description des systèmes « onduleur », « aiguilleur » et « matriciel » pour conduire à une démarche de conception par optimisation. Celle-ci doit permettre au concepteur de systèmes à charges séquentielles d'analyser et de comparer les différentes topologies possibles en fonction du nombre de charges, de la fréquence de découpage et de la température ambiante considérée. Dans un premier temps,

une modélisation analytique est proposée afin d'estimer les températures des semi-conducteurs, le volume du dissipateur pour effectuer le choix des composants à partir de bases de données technologiques. Dans un second temps, le filtrage de mode différentiel est optimisé à l'aide d'un modèle numérique qui permet de calculer le spectre CEM (à l'aide d'une simulation temporelle couplée avec l'optimisation). Les résultats de l'optimisation globale des convertisseurs et du filtre de mode différentiel sont présentés. L'analyse est orientée en considérant le nombre de charges (de deux à dix), la fréquence de découpage et la température ambiante. La méthodologie élaborée est illustrée pour des charges de 2kW, 3kW et 4kW.

1. Modélisation en vue de l'optimisation

1.1. Définition du système

Les structures candidates du convertisseur de puissance précédemment citées sont modélisées en vue d'être optimisées. Chaque structure est décomposée en trois sous-parties :

- La première concerne les semi-conducteurs choisis dans une base de données composée d'un interrupteur commandé (IGBTs, MOSFETs, etc....) et d'interrupteurs non commandés (diodes). Pour l'interrupteur de puissance générique, les pertes dissipées dans chaque semi-conducteur sont calculées pour être utilisées dans la deuxième partie.
- Dans la deuxième sous partie, le dissipateur est choisi dans une base de données puis la température de chaque puce est calculée.
- Dans la troisième sous partie, le condensateur du filtre CEM est choisi dans une base de données afin que le spectre conduit en mode différentiel respecte les normes en vigueur.

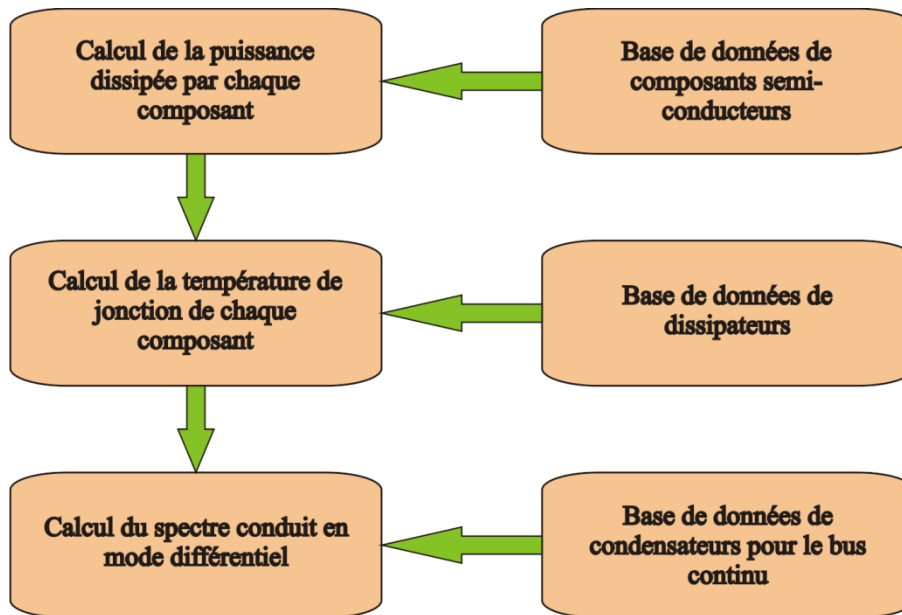


Figure N°50 : Synoptique des choix de composants et calculs numériques en vue de l'optimisation des architectures candidates

1.2. Modélisations des semi-conducteurs

1.2.1 Proposition de la définition d'un interrupteur générique monodirectionnel en tension et bidirectionnel en courant

Lors de la conception des structures précédemment citées, aucun *a priori* n'est effectué quant à la nature des semi-conducteurs. Le choix est fait par l'algorithme d'optimisation en s'appuyant sur les bases de données de composants du commerce. Pour cela, la définition d'un interrupteur générique est proposée. Il est constitué de plusieurs interrupteurs élémentaires (interrupteur à commutations commandées, à commutations spontanées ou naturelles, etc). Les différents éléments qui le composent sont choisis par l'algorithme d'optimisation : Figure N°51.

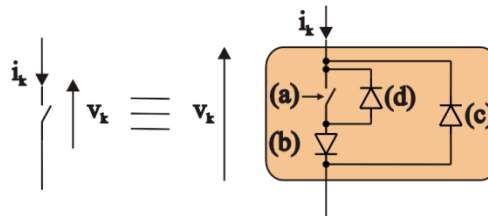


Figure N°51 : Définition de l'interrupteur générique mono directionnel en tension et bidirectionnel en courant

Cet interrupteur générique est composé de quatre éléments $\{(a), (b), (c), (d)\}$ et permet de conduire à un nombre important d'interrupteurs de puissance utilisables dans un onduleur de tension (sur charge inductive). Chaque élément est choisi dans des bases de données spécifiques :

- (a) : Base de données d'IGBT avec ou sans diode de roue libre et MOSFET
- (b) : Base de données de diodes ou circuit fermé
- (c) : Base de données de diodes ou circuit ouvert
- (d) : Base de données de diodes ou circuit ouvert

Parmi les possibilités des quatre éléments $\{(a), (b), (c), (d)\}$, il existe des configurations non-fonctionnelles (rejetées par l'algorithme d'optimisation) :

- Si (a) est un IGBT sans diode de roue libre, (b) est un circuit fermé, (c) une diode et (d) un circuit ouvert ou inversement pour (c) et (d)
- Si (a) est un IGBT avec diode de roue libre, (b) est un circuit fermé, (c) et (d) sont des circuits ouverts
- Si (a) est un MOSFET avec utilisation de sa diode interne, (b) est un circuit fermé, (c) et (d) sont des circuits ouverts
- Si (a) est un MOSFET sans utiliser sa diode interne, (b) et (c) sont des diodes, (d) est un circuit ouvert

Lorsque l'algorithme d'optimisation choisit les composants dans la base de données, la vérification de la compatibilité de l'association est réalisée avant les calculs de pertes. Si cette compatibilité n'est pas vérifiée, l'algorithme d'optimisation rejette la solution proposée.

1.2.2. Description des bases de données de composants

Les informations contenues dans les différentes bases de données en fonction des composants sont données ici à titre indicatif pour l'application de ce manuscrit. En fonction du cahier des charges, les éléments contenus dans les bases de données sont adaptables (le coût pourrait être une donnée supplémentaire par exemple).

- IGBT :
 - ✓ La tension nominale
 - ✓ Le courant nominal
 - ✓ Les pertes en commutation (à tension et courant donnés)
 - ✓ Les temps de montée et de descente lors des commutations
 - ✓ La chute de tension et la résistance à l'état passant
 - ✓ La résistance thermique entre la puce et le boîtier
 - ✓ Les dimensions du boîtier
- MOSFET :
 - ✓ La tension nominale
 - ✓ Le courant nominal
 - ✓ Les pertes en commutation (à tension et courant donnés)
 - ✓ Les temps de montée et de descente du MOSFET lors des commutations
 - ✓ Le courant, le temps et la charge de recouvrement de la diode lors du recouvrement
 - ✓ La résistance à l'état passant du MOSFET
 - ✓ La chute de tension et la résistance de la diode à l'état passant

- ✓ La résistance thermique entre la puce et le boîtier
- ✓ Les dimensions du boîtier
- Diode :
 - ✓ La tension nominale
 - ✓ Le courant nominal
 - ✓ Les pertes en commutation (à tension et courant donnés)
 - ✓ La chute de tension et la résistance à l'état passant
 - ✓ La résistance thermique entre la puce et le boîtier
 - ✓ Les dimensions du boîtier

Pour un IGBT associé à une diode interne, la base de données doit contenir toutes les caractéristiques des deux éléments issues de données des constructeurs. Beaucoup d'informations sont données en fonction de la température mais dans un premier temps celles-ci sont considérées pour le cas le plus défavorable vis-à-vis des pertes : cette première étape de pré-dimensionnement ne prend pas en compte l'évolution de la température au sein des semi-conducteurs. Cependant, celle-ci est prise en compte dans la deuxième étape de pré-dimensionnement.

1.2.3. Pertes dans les semi-conducteurs

Les informations des bases de données de composants permettent de calculer les pertes dans les semi-conducteurs. Les formulations analytiques des pertes dans les trois structures candidates sont élaborées ci-dessous.

Onduleur de tension triphasé

L'onduleur considéré est un onduleur de tension à deux niveaux contenant six interrupteurs de puissance. Pour simplifier les calculs, le courant en sortie de l'onduleur est supposé sinusoïdal et en régime équilibré :

$$i_a(t) = I_0 \sin(\omega t - \varphi) \quad (10)$$

$$i_b(t) = I_0 \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (11)$$

$$i_c(t) = I_0 \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (12)$$

φ est le déphasage entre le courant i_a et le fondamental de la tension v_{aN} . I_0 est la valeur maximale du courant d'une phase. L'onduleur est alimenté par une tension continue V_{bus} . Le calcul des pertes dans les interrupteurs (a) pour un onduleur est décrit dans [Mes09][Cas94][Bie04][Inf06][Jan10] et dans l'annexe I :

$$P_{cond} = \frac{1}{2} \left(V_0 \frac{I_0}{\pi} + \frac{r}{4} I_0^2 \right) + m \cos \varphi \left(V_0 \frac{I_0}{8} + \frac{r}{3\pi} I_0^2 \right) \quad (13)$$

$$P_{sw} = \frac{f_{sw}}{\pi} \left(E_{on}(I_{nom}, V_{nom}) + E_{off}(I_{nom}, V_{nom}) \right) \frac{I_0}{I_{nom}} \frac{V_{bus}}{V_{nom}} \quad (14)$$

$$P_T = P_{cond} + P_{sw} \quad (15)$$

P_{cond} représente les pertes en conduction, P_{sw} les pertes en commutation et P_T est la somme totale des pertes dissipées dans le semi-conducteur. r et V_0 sont la résistance à l'état passant et la chute de tension (pour les MOSFET, la chute de tension est nulle). m est l'indice de modulation. f_{sw} est la fréquence de découpage de l'onduleur. E_{on} et E_{off} sont les énergies de commutation lors de la mise en conduction et lors du passage à l'état bloqué. I_{nom} et V_{nom} sont le courant et la tension nominaux pour les pertes par commutations.

Pour assurer le fonctionnement bidirectionnel en courant, l'interrupteur commandé est toujours associé à un fonctionnement de type diode en antiparallèle : celle-ci est soit intrinsèque à l'interrupteur, soit ajoutée en antiparallèle. Les calculs des pertes dans celles-ci sont similaires à l'interrupteur commandé [Inf06][Jan10] :

$$P_{cond,d} = \frac{1}{2} \left(V_{d0} \frac{I_0}{\pi} + \frac{r_d}{4} I_0^2 \right) + m \cos \varphi \left(V_{d0} \frac{I_0}{8} + \frac{r_d}{3\pi} I_0^2 \right) \quad (16)$$

$$P_{sw,d} = \frac{f_{sw}}{\pi} E_{rec}(I_{dnom}) \left(\frac{0.45 I_0}{I_{dnom}} + 0.55 \right) \frac{V_{bus}}{V_{nom}} \quad (17)$$

$$P_{T,d} = P_{cond,d} + P_{sw,d} \quad (18)$$

$P_{cond,d}$, $P_{sw,d}$ et $P_{T,d}$ représente respectivement les pertes par conduction, les pertes par commutation et les pertes totales dissipées dans la diode. r_d et V_{d0} sont la résistance à l'état passant et la chute de tension. E_{rec} est l'énergie dissipée lors du recouvrement de la diode pour un courant à l'état passant de I_{dnom} . I_{dnom} et V_{dnom} sont le courant et la tension appliqués à la diode pour la caractérisation de l'énergie de recouvrement E_{rec} .

Aiguilleur de puissance

Les interrupteurs commandés de l'aiguilleur de puissance doivent avoir un comportement bidirectionnel en tension et en courant (Figure N°52).

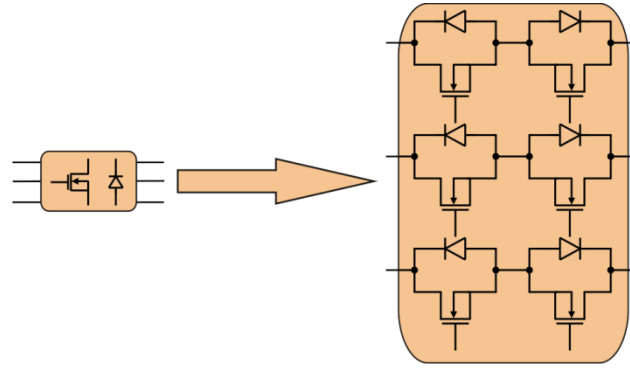


Figure N°52 : Système d'aiguilleur de puissance et interrupteur bidirectionnel en tension et courant

L'aiguilleur de puissance commute à tension et courant nuls : il n'y a pas de pertes en commutation. Les courants de ligne du moteur sont supposés sinusoïdaux comme décrit dans les équations précédentes. En tenant compte de ces hypothèses, les pertes dans chaque semi-conducteur s'expriment comme suit :

$$P_{cond,IGBT,MOSFET} = \frac{V_0 I_0}{\pi} + \frac{r I_0^2}{4} \quad (19)$$

$$P_{cond,diode} = \frac{V_{d0} I_0}{\pi} + \frac{r_d I_0^2}{4} \quad (20)$$

V_0 et r sont la chute de tension et la résistance à l'état passant (pour un MOSFET, V_0 est nulle). Nous remarquons que la puissance dissipée dans les diodes a la même expression que celle des interrupteurs commandés car le courant est identique pour tous les semi-conducteurs.

Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est composé d'interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension. Dans notre cas, le convertisseur matriciel est alimenté par un bus continu de tension. Cette particularité a une influence sur les pertes des semi-conducteurs. L'analyse du cycle de commutation présenté précédemment à la (Figure N°32) permet de définir la nature des commutations (dures ou douces).

En reprenant les notations de la Figure N°32, M_{11} , M_{12} , M_{21} et M_{22} sont les interrupteurs commandés comme le MOSFET ou l'IGBT. d_{11} , d_{12} , d_{21} et d_{22} sont les diodes associées à ces interrupteurs commandés. Les formulations des pertes en conduction $P_{cond,M11,M22}$ et $P_{cond,d12,d21}$ sont données par l'Equation (13). De même les pertes $P_{cond,M12,M21}$ et $P_{cond,d11,d22}$ sont données par l'Equation (16). Pour les pertes en commutations, seuls les composants M_{11} , M_{22} , d_{11} et d_{22} sont concernés. Ces pertes sont modélisées par l'Equation (14) pour $P_{sw,M11,M22}$ et par l'Equation (17) pour $P_{sw,d11,d22}$.

1.3. Dissipateur

Les modèles précédents permettent de calculer les pertes engendrées dans les semi-conducteurs. Les calculs des températures de jonctions sont effectués à l'aide d'une modélisation analytique thermique basée sur des données expérimentales des constructeurs. La base de données des dissipateurs contient toutes les informations nécessaires aux différents calculs thermiques mais aussi des informations sur les géométries des dissipateurs.

La problématique de conception d'un convertisseur de puissance passe par la définition géométrique du dissipateur. Dans une optique de pré-dimensionnement, la modélisation proposée doit être simple et basée sur des données des constructeurs. Dans [Lef12], une modélisation analytique simple est proposée et relie la longueur du dissipateur à sa résistance thermique. Une formulation analytique de la résistance thermique en fonction de la longueur du dissipateur est donnée par l'équation suivante :

$$R_{th,hs}(L_{hs}) = a_{hs} + b_{hs}e^{-c_{hs}L_{hs}} \quad (21)$$

Les paramètres a_{hs} , b_{hs} et c_{hs} sont issus d'une identification. A titre d'exemple, le Tableau N°2 contient les données du constructeur ABL pour le dissipateur 335AB. La Figure N°54 donne l'allure de la fonction analytique décrite par l'Equation (21) déduite à partir de ces données.

Longueur L_{hs} (mm)	$R_{th,hs}$ (°C/W)
50	2.00
75	1.60
100	1.40
150	1.20
200	1.15

Tableau N°2 : Valeurs numériques de la résistance thermique du dissipateur 335AB pour différentes valeurs de la longueur du dissipateur

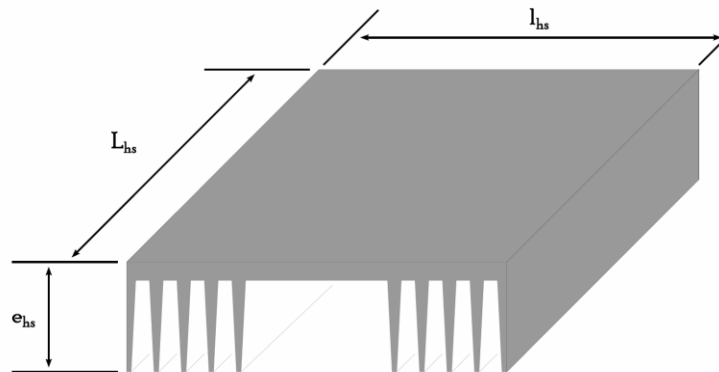


Figure N°53 : Représentation géométrique 3D d'un dissipateur

Le calcul des températures de jonction est réalisé à l'aide d'une modélisation analytique simple où des échanges thermique, en conduction et en convection, sont représentés par des résistances (Figure N°55). Cette modélisation est communément adoptée dans le domaine de l'électronique de puissance et surtout pour l'étape du pré-dimensionnement [Ejj101][Ejj102][Lef12].

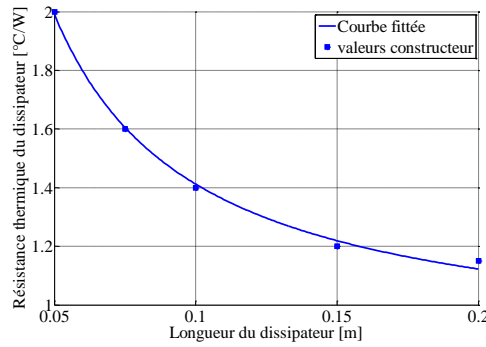


Figure N°54 : Comparaison entre les données du constructeur ABL et la modélisation analytique proposée [Lef12] pour le dissipateur 335AB

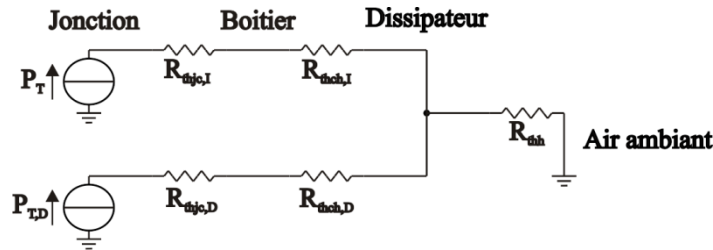


Figure N°55 : Schéma électrique équivalent de la modélisation thermique

P_T et $P_{T,D}$ sont les pertes générées par les puces de l'interrupteur et de la diode. $R_{thjc,I}$ et $R_{thjc,D}$ sont les résistances thermiques entre la jonction et le boîtier (de la puce de l'interrupteur et de la diode). $R_{thch,I}$ et $R_{thch,D}$ sont les résistances thermiques entre le boîtier (de l'interrupteur et de la diode) et le dissipateur. R_{thh} est la résistance thermique du dissipateur utilisé.

Le volume du dissipateur est calculé simplement avec les paramètres présentés sur la Figure N°54 :

$$V_{dissipateur} = e_{hs} L_{hs} l_{hs} \quad (22)$$

1.4. Modélisation du filtrage

Un filtre CEM est associé au convertisseur de puissance afin de permettre un bon fonctionnement du convertisseur dans son environnement (immunité, susceptibilité). Le calcul du spectre conduit est obtenu à l'aide d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL). Il permet de définir les conditions de mesure afin de pouvoir appliquer un gabarit précis. Dans ce manuscrit, le filtre d'entrée est dimensionné en ne considérant que la CEM conduite en mode différentiel.

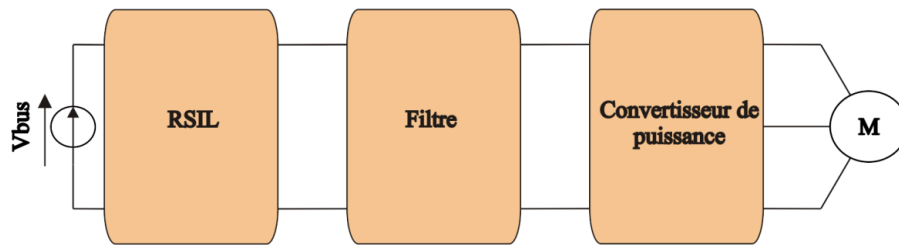


Figure N°56 : Synoptique de l'ensemble RSIL-Filtre CEM-Convertisseur de puissance-Machine

1.4.1 Normes utilisées

Deux normes sont principalement utilisées dans l'aéronautique : la MIL-STD-704F et la DO-160. La MIL-STD-704F est une norme militaire américaine appliquée aux différentes alimentations présentes dans les avions. Dans le cas d'une alimentation 270V DC, le spectre du courant absorbé à respecter s'étend de 10Hz à 500kHz : Figure N°57.

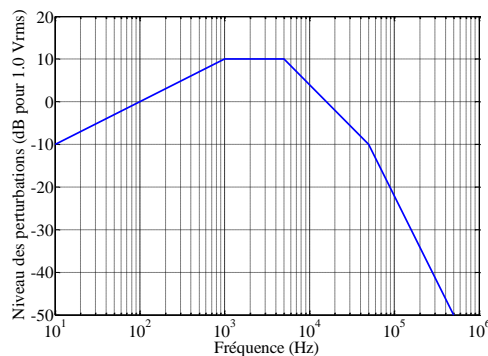


Figure N°57 : Gabarit du spectre du courant absorbé à respecter pour une alimentation 270V DC (norme MIL-STD-704F)

La norme DO160 est une norme qui spécifie tous les tests qui s'appliquent aux équipements aéronautiques (vibrations, humidité, variations de températures, etc.). Elle donne les éléments et détails qui permettent de réaliser la mesure des perturbations CEM.

La norme DO160 couvre les fréquences de 150kHz à 30MHz comme le montre la Figure N°58. Sur ce graphique, deux gabarits CEM sont spécifiés. Le premier représente la catégorie B utilisée dans des zones peu sensibles aux perturbations CEM. Le deuxième gabarit concerne les catégories L, M et H qui sont appliquées dans des endroits où les perturbations doivent être faibles notamment à cause de la proximité d'appareils sensibles à ce type de perturbations (tels que les antennes par exemple). La catégorie L est retenue pour le projet CISACS.

Ces deux normes (MIL-STD-704F et DO-160) couvrent donc une large gamme de fréquence 10Hz-30MHz. Nous verrons par la suite que dans notre cas la gamme de fréquence étudiée est 10Hz-500kHz.

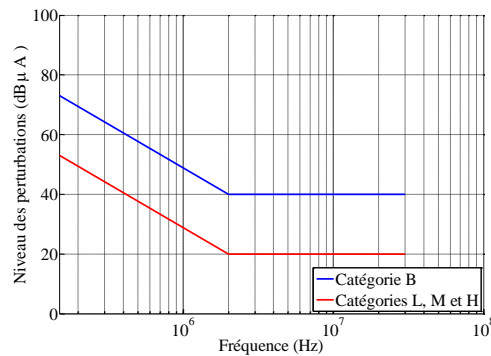


Figure N°58 : Gabarit d'émission pour des câbles de puissance de la norme DO160

1.4.2. Réseau Stabilisateur d'Impédance en Ligne (RSIL)

La mesure des perturbations conduites d'un appareil sous test est réalisée par l'intermédiaire d'un RSIL : il a deux fonctions majeures. La première est de filtrer les perturbations du réseau en mode différentiel et mode commun afin d'isoler le convertisseur vis-à-vis des perturbations extérieures et de ne pas perturber le réseau d'énergie (émission). La deuxième fonction est de réaliser la mesure des perturbations de l'appareil sous test. Les valeurs caractéristiques du RSIL sont normalisées en fonction de la norme appliquée. Dans notre cas, le RSIL utilisé est celui préconisé par la norme DO160. Le point milieu du RSIL n'est pas relié à la terre pour prendre en compte uniquement les perturbations conduites en mode différentiel.

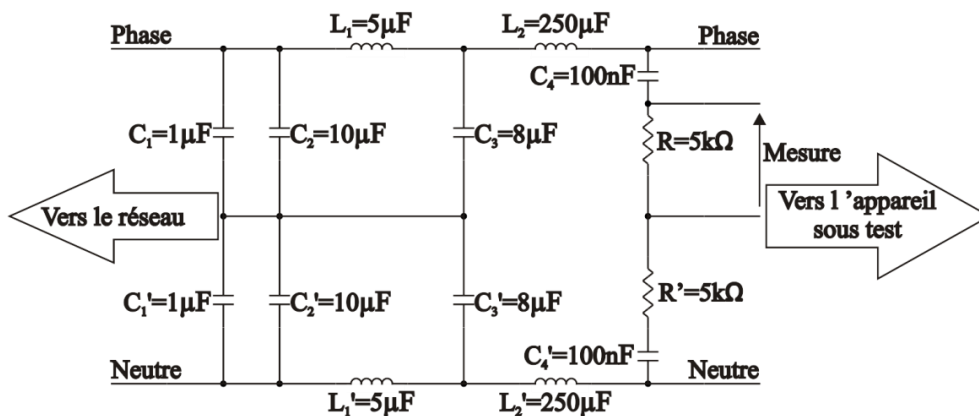


Figure N°59 : Schéma du RSIL pour la norme DO 160 avec les différentes valeurs des composants

1.4.3. Modélisation du filtre CEM de mode différentiel

Pour continuer d'illustrer la méthode de pré-dimensionnement, nous proposons de dimensionner le filtre CEM de mode différentiel. Une simulation transitoire avec Matlab/Simulink nous permet de calculer le spectre du courant absorbé à l'aide d'un RSIL.

Nous estimons que les modèles des interrupteurs utilisés ne sont pas valides pour des échelles de temps inférieures à $1\mu s$. En effet, les modèles des interrupteurs de puissance dans Simulink représentent uniquement les aspects quasi-statiques et les

aspects dynamiques sont représentés par des circuits R-C en parallèle de l'interrupteur parfait. Nous estimons que la validité du spectre CEM s'arrête à 500kHz. De ce fait, seule la norme MIL-STD-704F est nécessaire pour comparer le spectre obtenu par simulation.

Pour dimensionner le filtre en prenant en compte le gabarit de 500kHz à 30MHz, il faudrait développer des modélisations d'interrupteurs de puissance représentant les phénomènes transitoires à l'échelle de la commutation (inférieurs à 1µs). Cette problématique n'est pas abordée dans ce manuscrit mais constitue une piste d'amélioration de notre démarche de pré-dimensionnement.

Le volume $V_{inductance}$ de l'inductance du filtre est donné par une formulation analytique [Ejj101] :

$$V_{inductance} = K_v \cdot \left(\frac{K_b L_s I_{eff} I_{lmax}}{J B_{max}} \right)^{\frac{3}{4}} \quad (23)$$

L_s est la valeur de l'inductance à réaliser. I_{eff} et I_{lmax} sont respectivement le courant efficace et maximum dans l'inductance. K_v est le coefficient volumique de l'inductance caractérisant la forme géométrique du noyau magnétique utilisé. K_b est le coefficient de bobinage, rapport de la section globale occupée par le bobinage et la section effective du cuivre. J est la densité de courant et B_{max} la valeur maximale de l'induction magnétique.

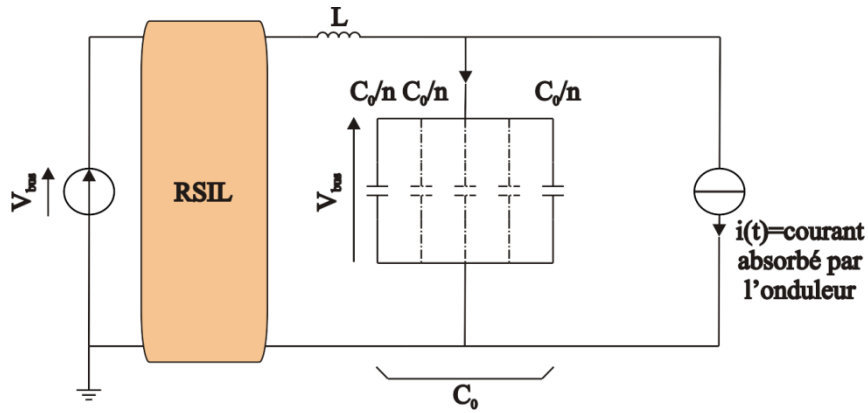


Figure N°60 : Schéma équivalent du filtre CEM de mode différentiel

Pour les condensateurs, ceux-ci sont choisis dans une base de données où les caractéristiques suivantes sont renseignées :

- Valeur du condensateur
- Valeur de la tension d'utilisation nominale
- Courant efficace
- Volume
- Valeurs de la résistance et de l'inductance parasite ESR et ESL

En plus du choix du type de condensateur, l'algorithme d'optimisation détermine également le nombre de condensateurs à utiliser en parallèle pour répondre aux contraintes imposées.

La Figure N° 61 montre un exemple de l'allure du courant absorbé par le convertisseur (vue par le filtre d'entrée) utilisé pour le calcul des perturbations CEM en mode différentiel.

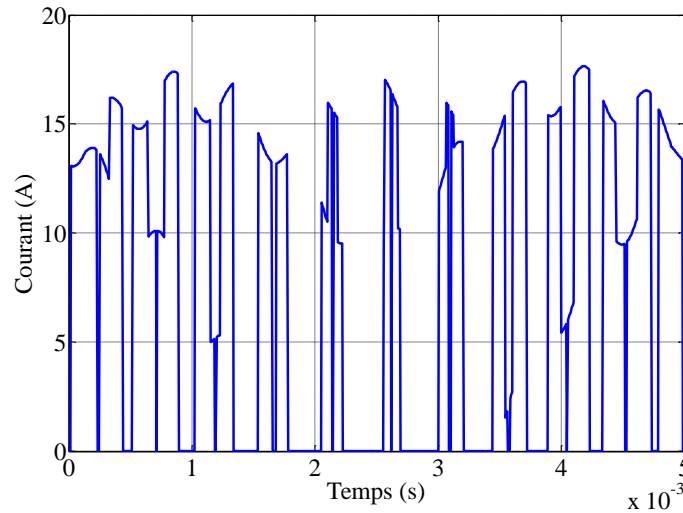


Figure N°61 : Exemple de courant absorbé par l'onduleur, résultat de simulation avec Matlab/Simulink

1.4.4. Couplage du calcul CEM avec l'optimisation

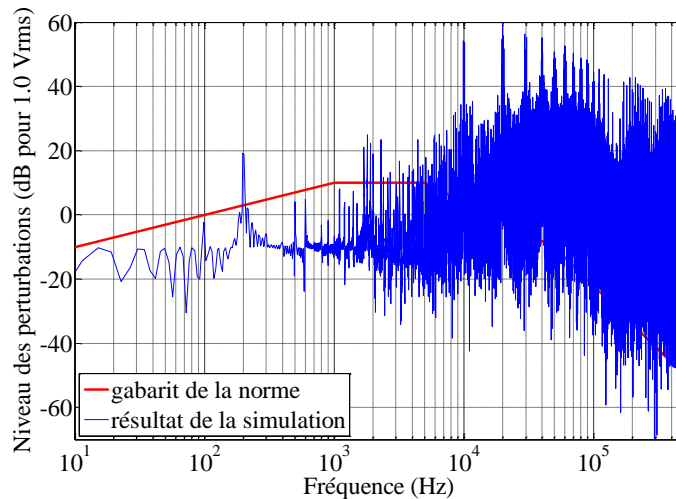


Figure N° 62 : Spectre CEM du bus continu non filtré (fréquence de découpage de 10kHz) et gabarit CEM de la norme MIL-STD-704F

Pour calculer le spectre du courant de mode différentiel, une simulation temporelle (matlab-Simpowersystems) du circuit équivalent de la Figure N°60 donne le profil transitoire du courant absorbé par le système (Figure N°61). Cette simulation numérique permet d'obtenir l'évolution de la tension aux bornes de la résistance de mesure du RSIL : le spectre est calculé par une FFT rapide. Le spectre calculé est comparé au gabarit de la norme : le résultat de la comparaison est renvoyé à l'algorithme d'optimisation sous forme de contrainte.

1.5. Variables d'optimisation

Le problème d'optimisation nécessite de définir des variables à optimiser. Chaque sous-système décrit précédemment (interrupteur de puissance, dissipateur, condensateur, inductance) fait apparaître des variables clés à déterminer. L'onduleur et l'aiguilleur de puissance ont le même nombre de variables en ce qui concerne le choix des composants et le choix du dissipateur. Certaines variables d'optimisation sont continues, d'autres sont discrètes :

- Le choix des quatre composants pour créer un interrupteur de puissance (variables discrètes)
- Le choix du dissipateur (variable discrète) et de sa longueur (variable continue)

Pour le convertisseur matriciel, deux interrupteurs de puissance doivent être considérés :

- Le choix des quatre composants pour créer deux interrupteurs de puissance (variables discrètes)
- Le choix du dissipateur (variable discrète) et de sa longueur (variable continue)

Pour l'onduleur et le convertisseur matriciel, le filtre CEM est défini par :

- Le choix des condensateurs (variable discrète) et le nombre de condensateur (variable discrète)
- La valeur de l'inductance (variable continue)

Du point de vue du concepteur, la fréquence de découpage peut être une variable d'optimisation ou un paramètre fixe. Si la fréquence est définie comme variable d'optimisation, l'optimisation du convertisseur (avec le dissipateur) et celle du filtre sont faites en même temps. Si, au contraire, la fréquence est définie comme paramètre, l'optimisation du convertisseur et celle du filtre CEM sont considérées séparément (optimisation effectuée en deux étapes). Le volume final du système est alors la somme de chaque sous-volume.

Notons que le fait de considérer la fréquence comme variable d'optimisation induit naturellement un temps d'optimisation globale plus conséquent.

En résumé, les différentes variables d'optimisation sont :

- ✓ pour l'onduleur ou l'aiguilleur de puissance : $\{(a);(b);(c);(d)\} + \{Choix_{dissipateur};Longueur_{dissipateur}\}$
- ✓ pour le convertisseur matriciel : $\{(a_1);(b_1);(c_1);(d_1)\} + \{(a_2);(b_2);(c_2);(d_2)\} + \{Choix_{dissipateur};Longueur_{dissipateur}\}$
- ✓ pour le filtre CEM : $\{Choix_{condensateur};Nombre_{condensateur};Valeur_{inductance}\}$

2. Méthode d'optimisation

Pour résoudre le problème de pré-dimensionnement, une méthode d'optimisation est mise en œuvre. Dans la partie précédente, les variables d'optimisation sont principalement discrètes avec quelques unes continues. La méthode d'optimisation employée doit permettre d'obtenir un optimum 'global'.

Pour résoudre ce problème d'optimisation, nous employons un algorithme évolutionnaire de type génétique qui permet de résoudre des problèmes avec des variables mixtes [Hel06][Mak06].

2.1. Principe de l'algorithme génétique

L'algorithme génétique s'inspire du processus d'évolution naturelle. Dans la nature, les individus les plus adaptés à leurs environnements survivent. C'est l'étape de sélection naturelle. Les individus sélectionnés peuvent se reproduire pour générer une nouvelle population.

L'algorithme génétique va agir sur une population. Celle-ci est composée d'individus qui contiennent un certain nombre de gènes qui sont les variables d'optimisation. Chaque individu est évalué pour déterminer la valeur de la fonction objectif. Ensuite, la population est triée en fonction de la valeur de la fonction objectif trouvée (algorithme génétique dit « élitiste »). Les individus les moins bons sont éliminés pour laisser places à de nouveaux individus créés à partir des meilleurs. Le processus de création de ces nouveaux individus fait intervenir des opérateurs génétiques (mutations et croisements). Ce processus est répété jusqu'à l'obtention d'un critère d'arrêt.

2.2. Population initiale

L'algorithme génétique effectue une optimisation sur une population avec un nombre d'individus défini. Celle-ci est créée aléatoirement à partir de quelques individus initiaux choisis au préalable. L'optimisation étant sous contraintes, la population initiale ne peut être choisie complètement aléatoirement. Dans la pratique, il est parfois difficile de trouver des individus qui répondent aux contraintes de façon aléatoire. Les individus répondant aux contraintes sont souvent générés par l'utilisateur de l'algorithme.

2.3. Processus itératif

L'algorithme génétique effectue plusieurs fois les mêmes opérations (évaluation de la fonction objectif, classement, croisement, mutation) (Figure N°63).

2.3.1. Evaluation

Chaque individu de la population est évalué pour connaître la valeur de la fonction objectif. Cette évaluation est aussi appelé fonction *fitness*. Cette fonction dépend du problème d'optimisation. Dans notre cas d'application, cette fonction est le volume du convertisseur associé à un radiateur de refroidissement et à un filtre CEM.

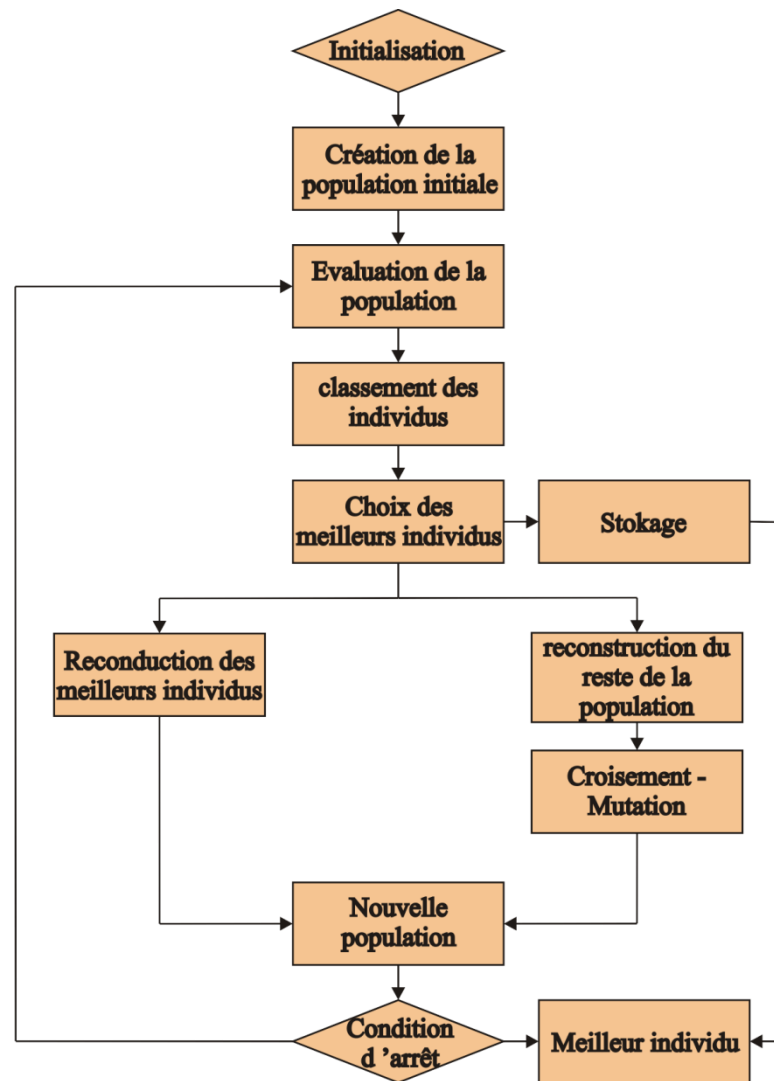


Figure N°63 : Synoptique d'un algorithme génétique élitiste

2.3.2. Classement – Sélection

Après l'évaluation de la fonction objectif de chaque individu, ces derniers sont classés du meilleur au moins bon sur le critère de la fonction objectif. Ce classement permet de connaître les meilleurs individus en prévision de la création de la population suivante.

Après le classement de la population, des éléments sont sélectionnés pour créer la nouvelle population. Il existe différentes méthodes comme la sélection par tournoi [Dri05] ou roue biaisée [Dri05].

Le concept qui est utilisé dans notre optimisation est l'*élitisme* qui a été introduit par [Zit00]. Il permet d'accélérer la convergence du processus d'optimisation. Le principe est de garder les meilleurs individus « parents » et « enfants » dans la même population. Les individus sélectionnés font partie de la première partie de la population classée. La seconde partie de la population est remplacée par de nouveaux individus enfants créés par croisement-mutation.

2.3.3. Croisement

Lors du classement-sélection, seule la meilleure partie de la population est gardée. Une partie de la population est créée par croisement. A l'origine, les premières implémentations d'algorithmes génétiques sont codés avec une implantation binaire [Dri05] : les variables sont représentées par des nombres codés en binaire. Dans notre cas, l'algorithme génétique est codé avec une représentation des variables en valeurs réelles. Le croisement agit directement sur la valeur des gènes d'un individu.

Le croisement est fait sur deux ou plusieurs individus « parents ». Comme dans la nature, les gènes des individus « parents » sont mélangés pour créer un individu « enfant ». Cette opération permet de se diriger vers un optimum : ce principe est connu sous le nom d'*intensification* de la recherche.

Le croisement est mis en œuvre grâce à un coefficient. Un tirage aléatoire est effectué. Si la valeur de ce tirage est inférieure au coefficient de croisement, l'« enfant » créé est un croisement des « parents ». Si le tirage est supérieur, les « enfants » sont la copie des « parents ».

2.3.4. Mutation

Cet opérateur permet d'explorer de façon aléatoire des zones éloignées de la zone d'*intensification* de la recherche. Cela est nécessaire pour que l'algorithme ne soit pas bloqué dans un optimum local. Cette phase d'exploration s'appelle la *diversification*. La mutation consiste à faire évoluer aléatoirement un ou plusieurs gènes d'un « parent » pour créer un « enfant ».

La mutation est mise en œuvre grâce à un coefficient. Un tirage aléatoire est effectué. Si la valeur de ce tirage est inférieure au coefficient de mutation, l'« enfant » créé est une mutation du « parent ». Si le tirage est supérieur, l'« enfant » est la copie du « parent ».

2.3.5. Bilan

Les éléments présentés sont communs à tous les algorithmes génétiques proposés dans la littérature. L'algorithme génétique élitiste utilisé dans notre cas nous permet de répondre au problème d'optimisation posé dans ce manuscrit : minimisation du volume global d'un convertisseur de puissance avec des variables discrètes et continues.

2.4. Gestion des contraintes

Le problème d'optimisation à résoudre comporte des contraintes à respecter. Lors de l'évaluation de la fonction objectif, les contraintes sont également calculées et vérifiées. Si une de celles-ci n'est pas vérifiée, l'algorithme assigne une pénalité à l'individu qui lui donne un mauvais classement afin de ne pas être retenu pour la prochaine génération.

2.5. Formalisation du problème d'optimisation

Pour résoudre le problème d'optimisation posé dans la partie précédente, il convient de définir la fonction objectif à minimiser ou maximiser, les contraintes à respecter, les paramètres à optimiser et les variables fixes. Le formalisme du problème est commun aux trois structures à étudier : l'onduleur, l'onduleur-aiguilleur et le convertisseur matriciel.

La fonction objectif à minimiser est le volume du dissipateur et du filtre CEM (condensateurs et inductances). Les individus doivent respecter différentes contraintes :

- La température de jonction doit être inférieure à la température maximale de jonction imposée par les constructeurs des composants
- Le respect du gabarit CEM de la norme MIL-STD-704F
- L'ondulation de la tension aux bornes du condensateur du bus continu doit respecter la valeur imposée par la norme MIL-STD-704F. Pour le bus de 270V que nous utilisons, la tension doit être comprise entre 250V et 280V.
- Le courant maximum admissible par les condensateurs
- La surface du dissipateur doit permettre de disposer tous les composants de puissance

Les gènes utilisés sont :

- Les différents éléments qui composent un interrupteur de puissance (choix technologiques)
- Type du dissipateur et sa longueur
- La technologie et le nombre de condensateur à mettre en parallèle
- La valeur de l'inductance

3. Résultats d'optimisation de l'étape du pré-dimensionnement

3.1. Cas général : N -machines (sans filtre CEM)

Pour faciliter l'optimisation de l'ensemble de la chaîne de conversion, les optimisations du volume du convertisseur et du filtre CEM sont effectuées séparément. Dans ce manuscrit, nous proposons de fixer la fréquence de découpage pour chaque optimisation : celle-ci est considérée par la suite comme paramètre d'optimisation et son influence est étudiée dans un intervalle de 2.1kHz à 50kHz (intervalle de fréquence de découpage dans lequel les moteurs utilisés travaillent).

3.1.1. Rappels sur les données nécessaires à l'optimisation

L'optimisation est réalisée avec l'algorithme génétique décrit dans la partie III-3. L'objectif de l'optimisation dans ce premier cas est de minimiser le volume du dissipateur : celui-ci est calculé en considérant les dimensions externes du dissipateur. Les contraintes considérées sont définies par le cahier des charges mais

également par les limitations physiques et/ou géométriques des différents éléments du système. Dans cette optimisation, quatre contraintes sont identifiées :

- La longueur du dissipateur est comprise entre une valeur minimum et maximum indiquée par le fabricant
- La température de jonction des puces est limitée à 125°C
- La surface du dissipateur doit être deux fois plus grande que la surface totale de tous les composants (coefficient de foisonnement pour le placement des puces sur le dissipateur)

Les variables d'optimisation sont relatives aux composants du convertisseur (choix des semi-conducteurs) et du dissipateur (choix du dissipateur et longueur). Rappelons que l'algorithme d'optimisation dispose de bases de données de composants semi-conducteurs et de dissipateurs.

Notons X_i le vecteur d'optimisation. Les quatre premières variables d'optimisation sont composées de la définition de l'interrupteur de puissance :

- (a) : Un IGBT avec ou sans diode de roue libre ou un MOSFET
- (b) : Une diode ou un circuit fermé
- (c) : Une diode ou circuit ouvert
- (d) : Une diode ou circuit ouvert

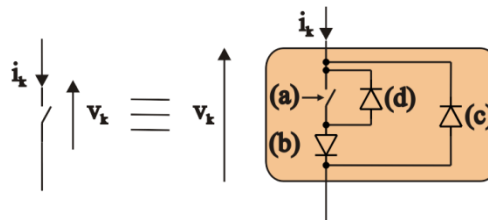


Figure N°64 : Définition de l'interrupteur générique mono directionnel en tension et bidirectionnel en courant

Comme vu dans la Section III-1, toutes les combinaisons possibles ne sont pas viables pour la synthèse d'un interrupteur mono directionnel en tension et bidirectionnel en courant. Si l'algorithme d'optimisation génère un interrupteur non-conforme, celui-ci est rejeté.

Ensuite, on ajoute deux variables relatives au choix du dissipateur : la référence du dissipateur (N_{hs}) et la longueur de celui-ci (L_{hs}).

Le vecteur des variables d'optimisation est représenté sur la Figure N°65 pour l'onduleur. Notons que les mêmes variables sont considérées pour l'aiguilleur à base de semi-conducteurs.

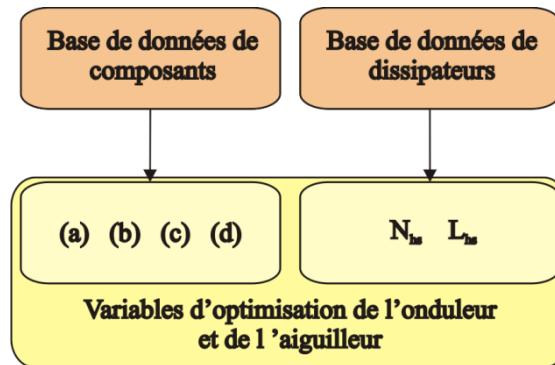


Figure N°65 : Variables d'optimisation pour l'onduleur et l'aiguilleur

Pour le convertisseur matriciel, les variables d'optimisation sont semblables à celles pour l'onduleur et l'aiguilleur. Cependant, le choix des composants de puissance du convertisseur matriciel nécessite le choix de huit composants pour obtenir un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant comme le montre la Figure N°66.

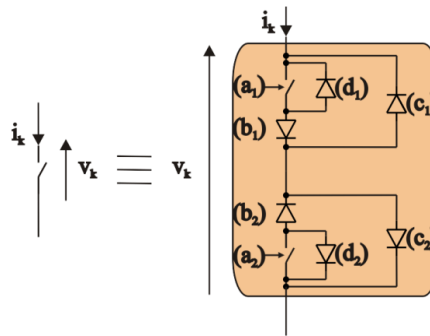


Figure N°66 : Définition de l'interrupteur générique bidirectionnel en tension et en courant

Pour l'optimisation du convertisseur matriciel, la même méthodologie que pour l'onduleur est adoptée : Figure N°67.

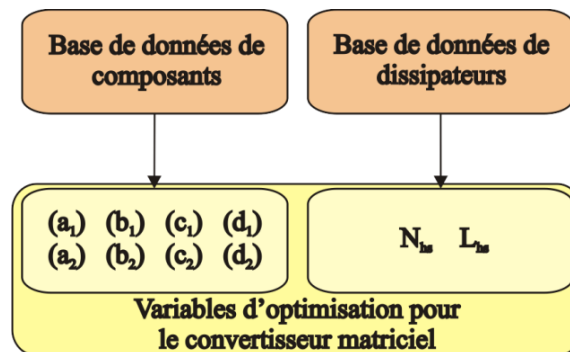
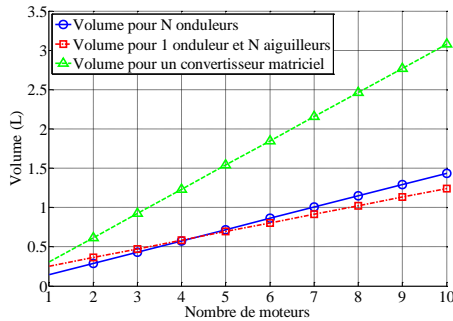


Figure N°67 : Variables d'optimisation pour le convertisseur matriciel

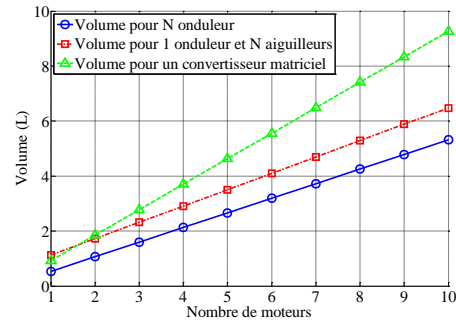
3.1.2. Résultats d'optimisation, influence du nombre de machines

Pour mettre en application la méthode proposée, nous effectuons le pré-dimensionnement des trois topologies possibles : N onduleurs (N étant le nombre de machines connectées à la partie électronique de puissance), un onduleur avec N

aiguilleurs de puissance, un convertisseur matriciel. Pour cette partie, la fréquence est fixée à 2,1kHz et nous considérons deux valeurs pour la température ambiante : 20°C et 70°C.



(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 2.1kHz

Figure N°68 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs}, {onduleur + aiguilleur} et {matriciel} en fonction du nombre de machines électriques de 3kW en fonction de la température ambiante pour une fréquence de découpage de 2.1kHz

La température ambiante joue naturellement un rôle important sur le volume du convertisseur. Pour une température de 20°C, un croisement a lieu pour $N=4$ entre la solution classique sans mutualisation (à N onduleurs) et celle avec mutualisation en utilisant la structure onduleur-aiguilleur de puissance. En dessous de 4 machines, la topologie à N onduleurs reste la meilleure solution. Au delà de 4 machines, la mutualisation avec onduleur-aiguilleur devient plus intéressante. Pour $N=4$ machines, les deux solutions ont un volume très semblable. Pour départager ces deux solutions, d'autres critères (et ou contraintes) devront être ajoutés. Pour une température de 70°C, la courbe du volume de la topologie à N onduleurs ne croise jamais celle de la topologie à un onduleur avec un aiguilleur de puissance. Dans, ce cas, il est plus intéressant de rester sur une solution à N onduleurs.

Sous les conditions précédentes en terme de température ambiante, le convertisseur matriciel représente un volume supérieur aux deux autres architectures. Cela nous conduit à écarter dès à présent la solution de mutualisation avec convertisseur matriciel. Une raison qui peut expliquer le volume si important du dissipateur du convertisseur matriciel est l'utilisation d'un bus continu en entrée du convertisseur matriciel alors que celui-ci est adapté à une conversion AC-AC directe. Le volume du dissipateur de l'onduleur et celui de l'onduleur avec un aiguilleur de puissance ne tiennent pas compte du volume du redresseur. Ainsi, une comparaison des trois topologies avec le volume de l'étage de redressement serait plus pertinente mais n'est pas traitée dans ces travaux.

3.1.3. Résultats détaillés de l'onduleur et de l'aiguilleur de puissance pour l'application CISACS (cas de deux machines)

Au-delà du volume optimisé de chacune des architectures considérées, l'optimisation permet de déterminer également les technologies et les références

des composants à utiliser. Concernant l'onduleur et pour une fréquence de découpage de 2.1kHz sous une température ambiante de 20°C, le vecteur optimisé est le suivant :

$$X_i = \{12; 34; 56; 38; 0.086; 15\}$$

Les quatre premières variables donnent le type et la référence des composants de l'onduleur :

- 12 = IGBT Trench Stop, Infineon, IKW30N60T
- 34 = Court-circuit
- 56 = Circuit ouvert
- 38 = Diode Schottky SiC, Infineon, IDT16S60C

Les deux derniers éléments du vecteur d'optimisation indiquent la longueur et le numéro du dissipateur :

- La longueur du dissipateur est de 8,6 cm
- 15 = Dissipateur de ABL Heatsink, référence 146AB

Le volume de ce dissipateur est de 0,14L

De même, le résultat de l'optimisation du volume de l'onduleur à une fréquence de découpage de 2.1kHz et sous une température ambiante de 70°C donne comme variables d'optimisation :

$$X_i = \{12; 34; 46; 52; 0.10629; 22\}$$

L'analyse des variables d'optimisation donne les références suivantes :

- 12 = IGBT Trench Stop, Infineon, IKW30N60T
- 34 = Court-circuit
- 46 = Diode Schottky SiC, Infineon, IDH12S60C
- 52 = Circuit ouvert
- 22 = Dissipateur de chez ABL Heatsink, référence 523AB
- Longueur de 10,6 cm.

Le volume de ce dissipateur est de 0,53L.

Pour les deux températures ambiantes et malgré la présence de CoolMOS dans la base de données c'est l'IGBT qui a été choisi pour cette fréquence de commutation. De même, les diodes sélectionnées sont identiques aux Schottky SiC. Elles ont l'avantage de ne pas avoir de recouvrement et donc des pertes en commutation quasi nulles. Les composants de puissances sont donc pratiquement identiques pour les deux températures ambiantes. Il est important de rappeler que les caractéristiques des composants sont fixes et prises dans le pire des cas par rapport à la température de jonction. L'augmentation du volume du dissipateur est due à la température ambiante plus élevée alors que la puissance à dissiper reste la même.

Concernant l'aiguilleur de puissance, l'optimisation à une fréquence de découpage de 2.1kHz avec une température ambiante de 20°C donne :

$$X_i = \{26; 34; 54; 57; 0.0717; 15\}$$

Cela est traduit comme suit :

- 26 = MOSFET, STMicroelectronics, STW77N65M5
- 34 = Court-circuit
- 54 = Circuit ouvert
- 57 = Circuit ouvert
- 15 = Dissipateur ABL Heatsink, 146AB
- Longueur de 7,2 cm.

Le volume de ce dissipateur est de 0,11L.

Le résultat d'optimisation du volume de l'aiguilleur de puissance à une fréquence de découpage de 2.1kHz avec une température ambiante de 70°C donne comme variable d'optimisation :

$$X_i = \{26; 36; 57; 54; 0.0717; 15\}$$

L'analyse de ce résultat donne :

- 26 = MOSFET, STMicroelectronics, STW77N65M5
- 36 = Court-circuit
- 57 = Circuit ouvert
- 54 = Circuit ouvert
- 19 = Dissipateur ABL Heatsink, 350AB
- Longueur de 9,5 cm.

Le volume de ce dissipateur est de 0,59L.

Les résultats d'optimisation du volume des deux aiguilleurs de puissance donnent un MOSFET comme composant de puissance. Dans le cas de l'aiguilleur, il n'y a pas de phénomène de recouvrement car toutes les commutations sont effectuées à courant nul. La température ambiante est le seul paramètre qui évolue, seul le volume du dissipateur est donc impacté.

3.1.4. Résultat d'optimisation du filtre CEM

L'optimisation du volume du filtre CEM est basée sur la même méthodologie que précédemment en utilisant des bases de données. Les variables d'optimisations sont la référence de condensateurs à utiliser ainsi que la valeur de l'inductance. Dans notre cas, un seul filtre est utilisé pour l'ensemble des convertisseurs (filtre d'entrée mutualisé).

Les paramètres optimisés du filtre CEM pour une application de 3kW à une fréquence de découpage de 2,1kHz et une température ambiante de 20°C sont :

$$X_i = \{4; 1; 2.3.10^{-3}\}$$

Les deux premières valeurs correspondent à la référence et au nombre de condensateurs nécessaires et le troisième est la valeur de l'inductance. Dans ce cas, le condensateur a pour référence 947C381K801BAHS de CDE Cornell Dubilier. La capacité de ce condensateur est de 380μF. La valeur d'inductance de ce filtre CEM est de 2.3mH. Le volume de ce filtre est de 0.8L.

Pour une température ambiante de 70°C, le résultat d'optimisation est identique car les modélisations proposées ne prennent pas en compte la température ambiante.

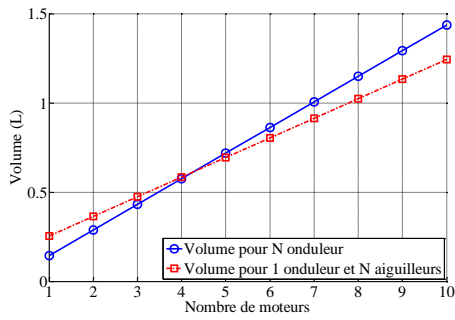
D'autres modèles avec la prise de la température permettent d'affiner ce résultat.

3.2. Résultats de pré-dimensionnement en fonction de la fréquence de découpage et de la puissance des machines électriques

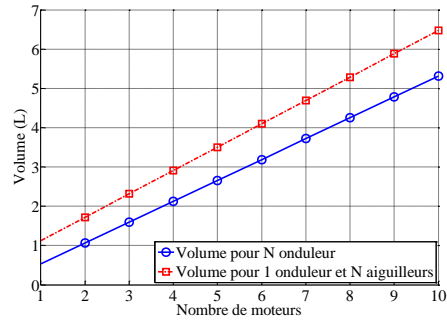
L'un des paramètres qui peut être le plus influant dans cette optimisation est la fréquence de découpage. Celle-ci peut être considérée comme une variable ou un paramètre d'optimisation. Le choix a été de la considérer comme un paramètre d'optimisation pour découpler l'optimisation du volume du convertisseur et celle du filtre CEM. En effet, le recours à des bases de données technologiques alourdit considérablement le processus d'optimisation. Ainsi, une variable d'optimisation en moins permet de diminuer le nombre d'individus et diminuer de ce fait le temps de calcul pour trouver une solution.

3.2.1. Pré-dimensionnement pour des charges de 3kW

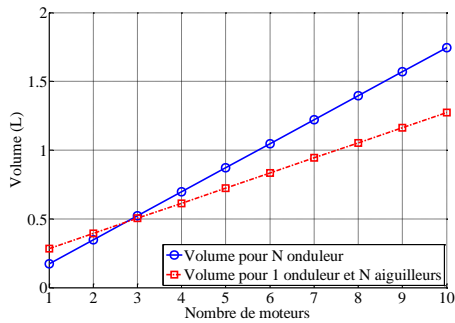
Les résultats présentés sont basés sur les mêmes hypothèses et paramètres que pour les résultats de la Section 3.4.1. Dans ce cas, la fréquence est tabulée entre 2.1kHz et 50 kHz. À chaque fréquence, le volume optimal est déterminé pour les deux températures 20°C et 70°C.



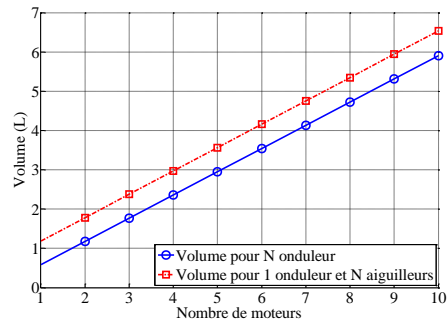
(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



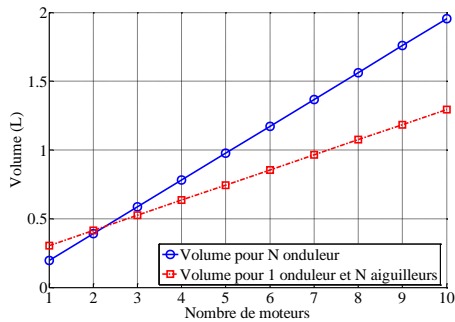
(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



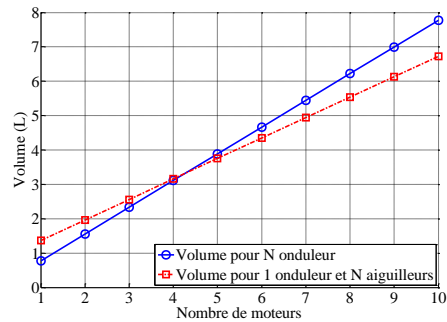
(c). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 5kHz



(d). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 5kHz

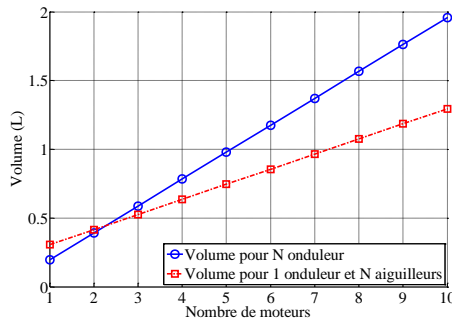


(e). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 10kHz

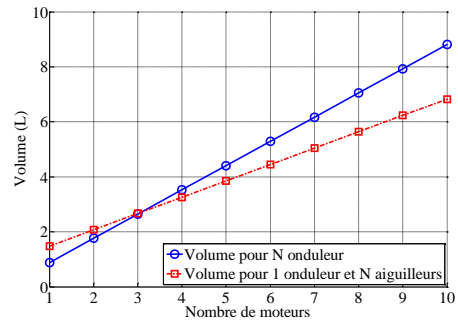


(f). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 10kHz

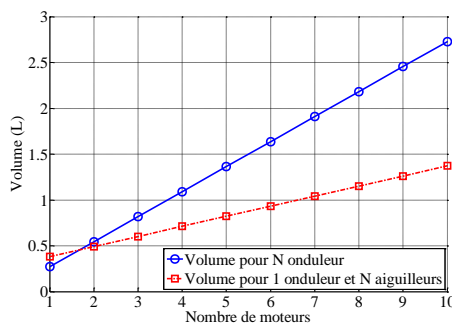
Figure N°69 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 3kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 2.1kHz et 10kHz



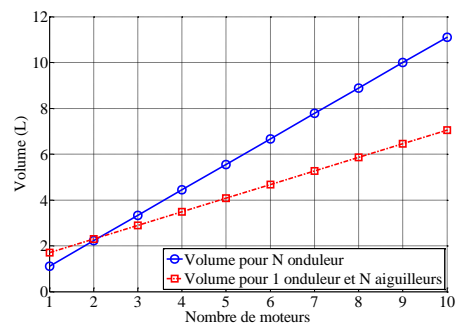
(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 20kHz



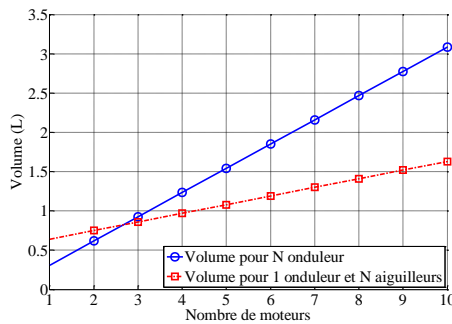
(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 20 kHz



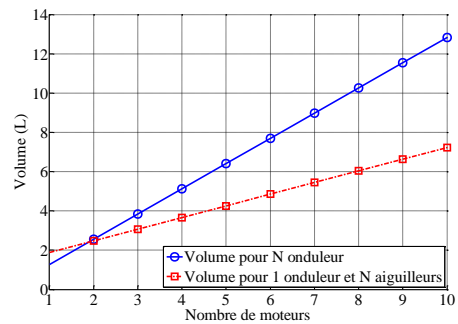
(c). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 40kHz



(d). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 40kHz



(e). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 50kHz



(f). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 50kHz

Figure N°70 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 3kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 20kHz et 50kHz

Comme prévu, nous constatons que le volume de l'onduleur est très influencé par la fréquence de découpage. Les pertes en commutation sont proportionnelles à la fréquence de découpage. Cependant, comme la résistance thermique des dissipateurs varie en fonction de la longueur de celui-ci et que des sauts technologiques sont possible (changement de dissipateur dans la base de données), il est difficile d'intuiter les tendances avant la fin de l'optimisation.

L'aiguilleur de puissance n'ayant pas de pertes en commutation, son volume n'est pas affecté par la fréquence de découpage. Ce phénomène permet de donner

l'avantage à l'onduleur avec aiguilleur de puissance pour les fréquences de découpage les plus élevées.

À ce volume du dissipateur, il convient d'ajouter le volume du filtre CEM : il est calculé suivant la tabulation de la fréquence de découpage avec les deux températures ambiantes.

Fréquence de découpage (kHz)	2,1		5		10		20		40		50	
Température ambiante (°C)	20	70	20	70	20	70	20	70	20	70	20	70
Volume (L), pour 3kW	0,81		0,78		0,81		0,61		0,8		1,6	

Tableau N°3 : Evolution du volume du filtre CEM en fonction de la fréquence de commutation et la température ambiante pour une puissance de machine électrique de 3kW

Nous constatons que le volume du filtre CEM est également directement impacté par la fréquence de découpage et qu'une fréquence minimale est située dans ce cas entre 10kHz et 40kHz. Ce résultat montre l'intérêt de considérer la fréquence de découpage comme un paramètre clé de l'optimisation.

Notons que pour une même fréquence, le volume pour les deux températures est identique car le modèle CEM n'intègre pas l'impact de la température sur les paramètres du filtre.

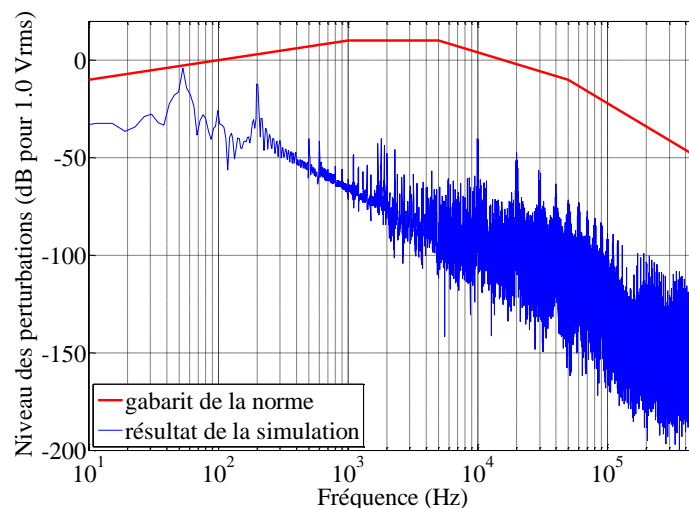
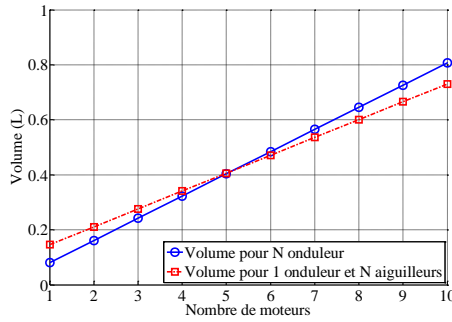


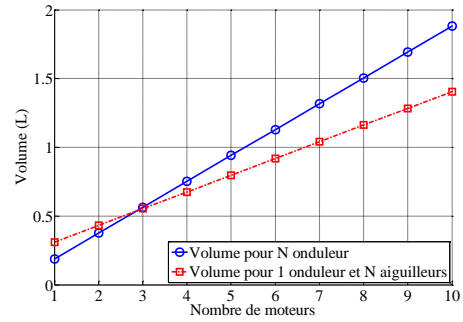
Figure N° 71 : Spectre CEM du bus continu avec filtre à une fréquence de découpage de 10kHz et du gabarit CEM de la norme MIL-STD-704F

3.2.2. Résultats pour des puissances de 2kW et 4kW

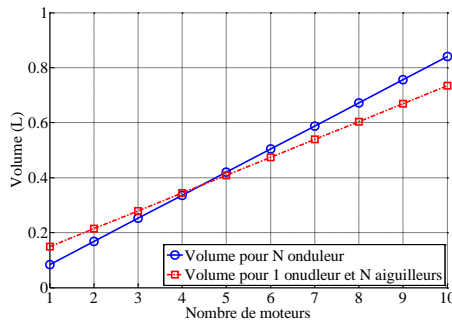
La seconde série de résultats est réalisée pour des charges de 2kW (Figures N°72 et N°73) et 4kW (Figures N°74 et N°75). Les paramètres sont les mêmes que pour la charges de 3 kW. L'évolution de la fréquence de découpage est basée sur la même tabulation. Ce second exemple permet d'illustrer la généricité de la méthodologie proposée en changeant certains paramètres clés du cahier des charges.



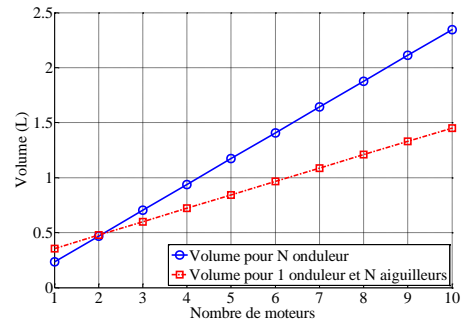
(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



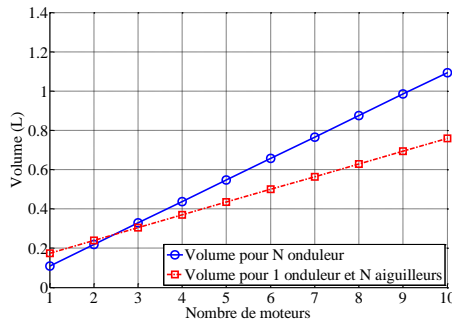
(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



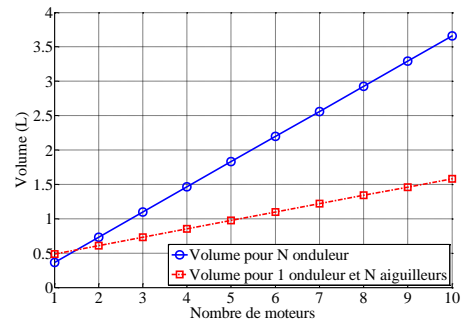
(c). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 5kHz



(d). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 5kHz

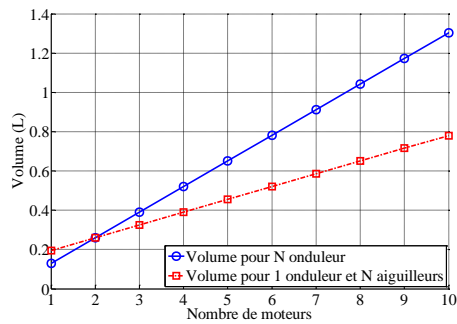


(e). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 10kHz

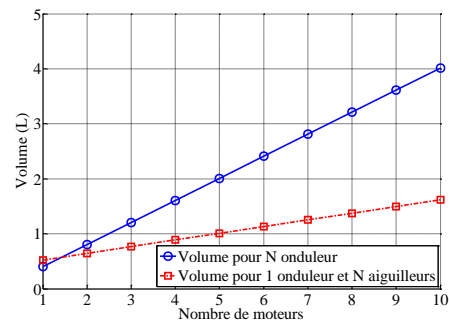


(f). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 10kHz

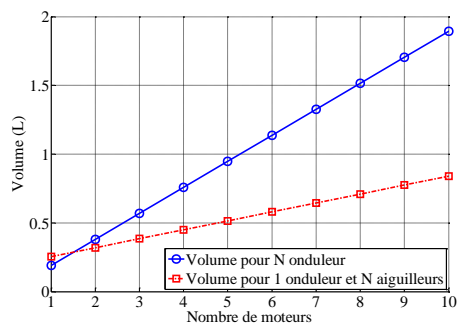
Figure N°72 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 2kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 2.1kHz et 10kHz



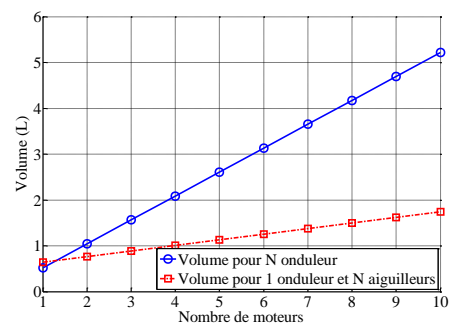
(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 20kHz



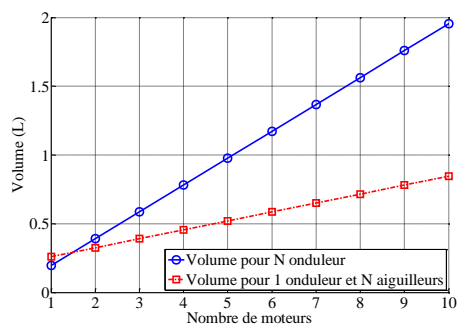
(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 20 kHz



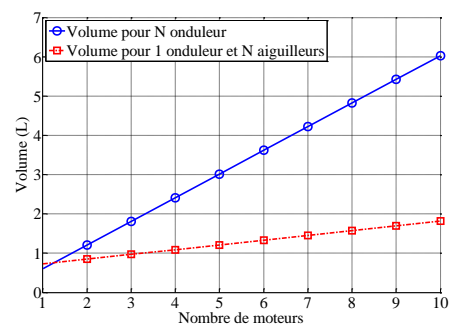
(c). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 40kHz



(d). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 40kHz

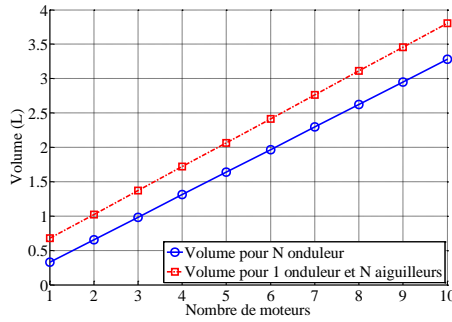


(e). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 50kHz

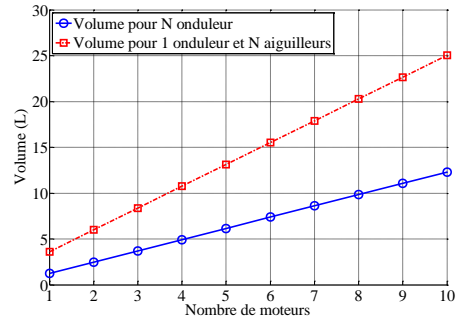


(f). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 50kHz

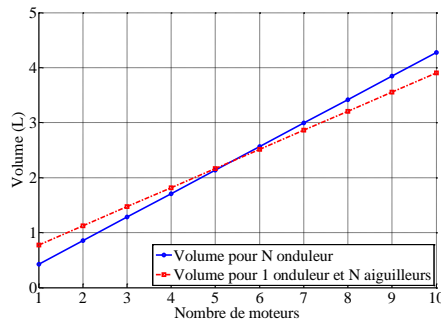
Figure N°73 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de **2kW** pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 20kHz et 50kHz



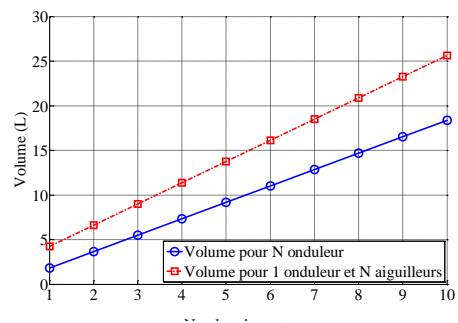
(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



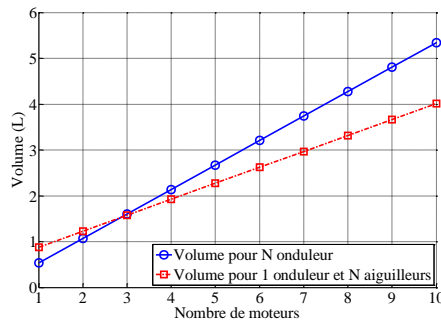
(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



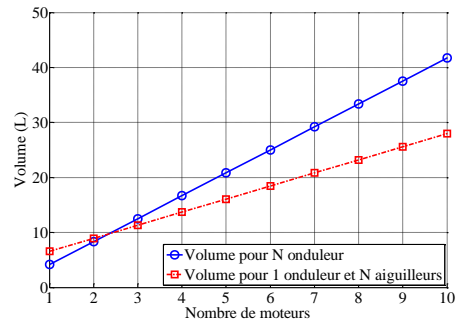
(c). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 5kHz



(d). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 5kHz

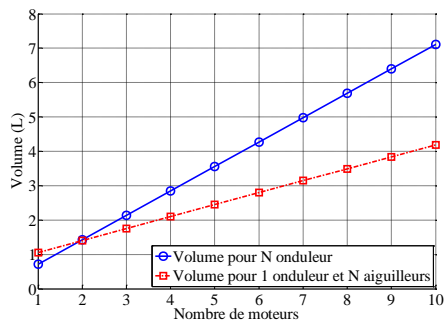


(e). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 10kHz

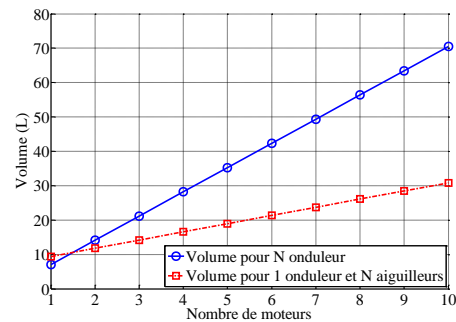


(f). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 10kHz

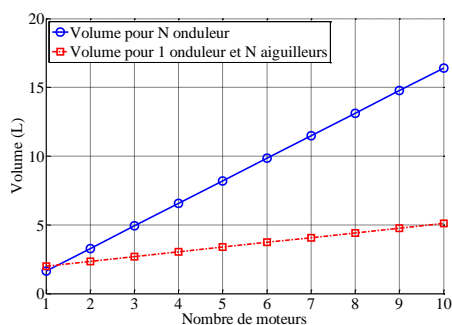
Figure N°74 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 4kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 2.1kHz et 10kHz



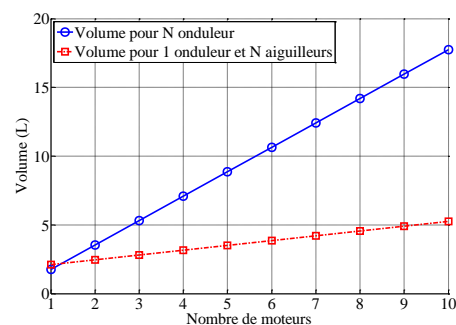
(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 20kHz



(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 20 kHz



(c). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 40kHz



(d). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 50kHz

Figure N°75 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs} et {onduleur + aiguilleur} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 4kW pour deux températures ambiantes et pour une fréquence de découpage entre 20kHz et 50kHz

Pour une puissance de 2kW, par rapport à une puissance de 3kW, la puissance dissipée par les composants est plus faible, ce qui diminue évidemment le volume du dissipateur. A contrario, pour 4kW, le volume du dissipateur augmente de façon significative avec un rapport pouvant aller jusqu'à 10 par rapport à 2kW. Les différents résultats proposés sont à considérer en prenant en compte la base de données initiale : en effet, ces résultats seraient différents avec des bases de données différentes. Dans le Tableau 4 sont récapitulés les résultats d'optimisation du filtre CEM pour 2kW, 3kW et 4kW.

Pour une charge de 2kW, l'évolution du volume est similaire à ce qui est trouvé pour une charge de 3kW. En revanche, pour une charge de 4kW, la variation du volume du filtre CEM est plus importante. Le minimum de la courbe du volume se situe entre 20kHz et 40kHz comme le montre la Figure N°76.

Fréquence de découpage (kHz)	2,1		5		10		20		40		50	
Température ambiante (°C)	20	70	20	70	20	70	20	70	20	70	20	70
Volume (L), pour 2kW	0,64		0,69		0,65		0,5		0,64		0,99	
Volume (L), pour 3kW	0,81		0,78		0,81		0,61		0,8		1,6	
Volume (L), pour 4kW	1,2		0,97		0,95		0,94		0,94		1,9	

Tableau N°4 : Evolution du volume du filtre CEM en fonction de la fréquence de commutation et la température ambiante pour une puissance de machine électrique de 2kW, 3kW et 4kW

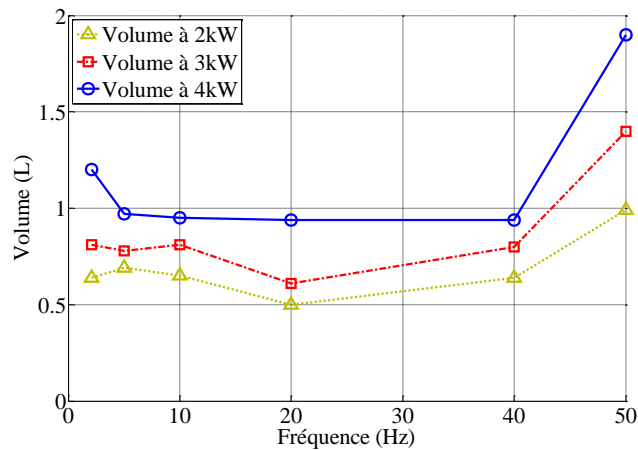


Figure N°76 : Volume du filtre CEM en fonction de la fréquence de commutation pour une puissance de machine électrique de 2kW, 3kW et 4kW

3.2.3. Bilan des résultats d'optimisation

Grâce à la méthode mise en œuvre, le choix d'une structure de puissance parmi plusieurs architectures candidates est possible. Pour mettre en application cette méthode, nous avons pré-dimensionné deux architectures (classique et avec mutualisation) pour différentes charges. Dans chaque cas, les influences de la fréquence de découpage, de la puissance de la charge et de la température ambiante ont été analysées.

La première constatation est que le volume augmente avec la température et la puissance de la charge vue par le convertisseur. Ces deux tendances sont évidentes mais sont désormais quantifiables pour les deux architectures considérées (sans et avec mutualisation).

La fréquence de découpage n'impacte que le volume de l'onduleur. De ce fait, l'onduleur avec un aiguilleur de puissance est très avantageux pour les fréquences élevées (dans notre cas la solution optimale se situe entre 20kHz et 40kHz).

Notons que l'architecture optimale dépend de plusieurs paramètres de conception. L'intérêt de l'approche proposée est qu'elle demeure applicable pour différents cahiers des charges.

De même, les résultats obtenus dépendent des composants présents dans la base de données. Ainsi, la richesse de celle-ci impacte les valeurs de l'optimisation mais les tendances globales restent les mêmes.

3.3. Mutualisation des bras d'onduleur

L'objectif des travaux présentés ci-dessus est la réduction du volume du dissipateur et du filtre CEM. La première idée proposée est la mutualisation des onduleurs. Dans le même contexte et à la lumière de ce qui est proposé dans le brevet [Mes09] ou pour les SMM (*Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs*) [Air07], il est possible de mutualiser les bras de l'onduleur ou de l'aiguilleur de puissance.

3.3.1. Principe et hypothèse de la mutualisation de bras

L'idée de mutualisation de bras d'un onduleur ou d'un aiguilleur de puissance est d'alimenter plusieurs machines avec un seul onduleur ayant le minimum de bras nécessaire.

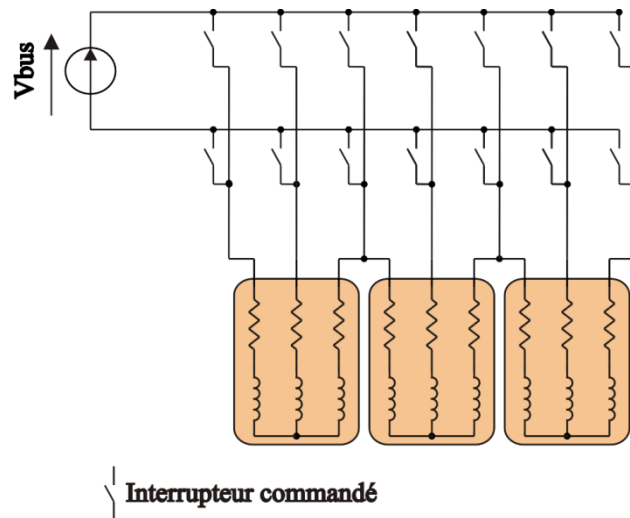


Figure N°77 : Schéma de principe de la mutualisation de bras

Cette mutualisation de bras ne peut se faire que si le neutre, en couplage étoile, n'est pas relié afin de ne pas alimenter des phases d'une machine non utilisée à cet instant donné (Figure N°78).

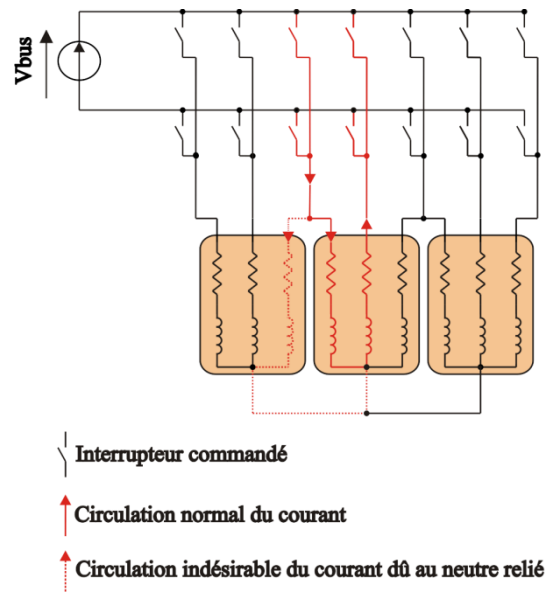
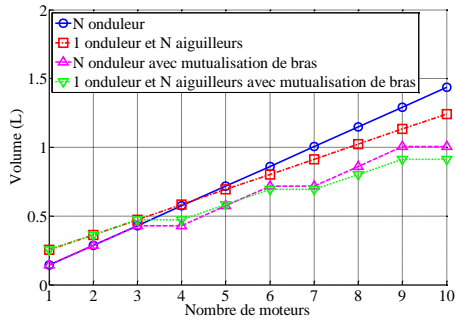


Figure N°78 : Schéma du principe de la mutualisation de bras avec la problématique du neutre relié

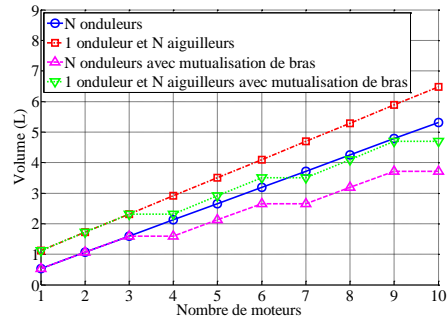
De plus, la mutualisation de bras n'est possible que dans des applications où la mise sous tension d'un enroulement d'une machine à l'arrêt n'est pas interdite.

3.3.2. Résultats de la mutualisation de bras et comparaison avec les résultats précédent

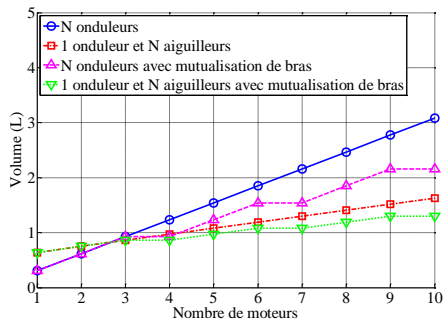
Pour montrer l'avantage en termes de volume d'une telle technique, nous l'appliquons au problème de pré-dimensionnement des convertisseurs pour une charge de 3 kW. Seuls les volumes pour une fréquence de découpage de 2.1kHz et 50kHz sont présentés. Les paramètres et variables d'optimisation restent les mêmes que pour la partie précédente.



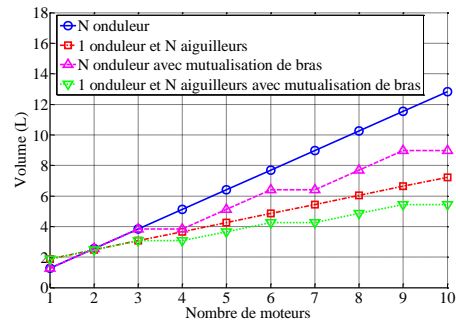
(a). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



(b). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 2.1kHz



(c). Température ambiante de 20°C et fréquence de découpage de 50kHz



(d). Température ambiante de 70°C et fréquence de découpage de 50kHz

Figure N°79 : Volume des convertisseurs {N-onduleurs}, {onduleur + aiguilleur}, {N-onduleurs avec mutualisation de bras}, {onduleur + aiguilleur avec mutualisation de bras} en fonction du nombre de machines électriques d'une puissance de 3kW pour deux températures ambiantes et pour deux fréquences de découpage

Nous constatons que la mutualisation de bras n'est intéressante qu'à partir de trois machines. Elle est d'autant plus avantageuse que le nombre de machines est important. Les zones « plates » constatées sur les courbes sont dues au remplissage par des bras d'alimentation du même dissipateur.

3.3.3. Conclusion sur la mutualisation de bras

Il serait intéressant d'optimiser le volume du dissipateur en fonction du nombre de bras qu'il contient. Dans notre cas, on utilise des dissipateurs qu'il faut remplir avec trois bras au maximum. De ce fait, si sept bras sont requis, un bras se retrouve seul sur le dissipateur dimensionné pour trois bras. Une amélioration importante est à faire dans ce domaine. Des dissipateurs à plusieurs faces permettraient d'améliorer le volume. Il est envisageable de faire des dissipateurs conçus spécifiquement pour l'application envisagée : Figure N°80.

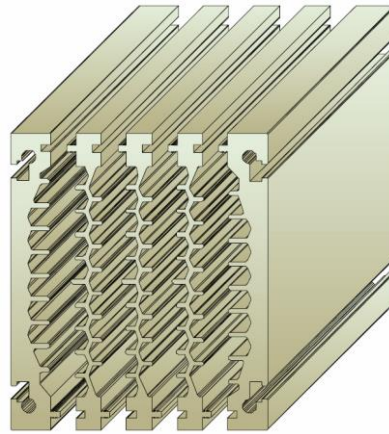


Figure N°80 : Représentation géométrique 3D d'un dissipateur double faces de référence ARH du constructeur ARCEL

3.4. Conclusion sur les résultats d'optimisation du pré-dimensionnement

Pour le concepteur de systèmes multi-machines, le choix entre la topologie à N onduleurs et à un onduleur avec aiguilleur de puissance peut s'avérer difficile. La méthodologie proposée dans ce chapitre (modélisation générique, base de données de composants, algorithme génétique permettant la gestion de variables mixtes) permet de résoudre en partie le problème de la conception de tels systèmes en comparant deux architectures possibles (avec et sans mutualisation de l'onduleur).

Nous avons vu que le choix entre l'une ou l'autre solution peut dépendre des bases de données, mais également des paramètres de l'optimisation (température ambiante, fréquence de découpage).

Une autre voie technologique à explorer du point de vue volume serait de mutualiser les bras d'onduleur et d'utiliser des dissipateurs multi-faces.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, la première étape d'une méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation a été élaborée. Parmi plusieurs architecture de puissance candidates, elle permet au concepteur de choisir celle qui est la mieux placée pour satisfaire un cahier des charges donné. Elle lui permet également de réaliser un choix technologiques des composants constituant cette structure. Cette méthodologie est basée sur une modélisation multi-physique et une base de données technologiques.

Dans le chapitre suivant, nous allons développer la deuxième étape de cette méthodologie de pré-dimensionnement qui consiste à effectuer le placement/routage des composants aux travers une association d'outils et de modèles plus fins.

Références bibliographiques du Chapitre III

- [Bie04] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchis, "Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation", *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, June 20-26, 2004
- [Cas94] F. CASANELLAS, "Losses in PWM inverters using IGBTs", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, Vol. 141, Issue 5, pp. 235-239, September, 1994
- [Dri05] L. Dridi, "Développement et validation d'une approche de remplacement des conduites pour les réseaux d'eau potable", *Thèse de doctorat*, Institut National de la Recherche Scientifique - Eau Terre et Environnement, Québec, 2005
- [Ejj101] K. Ejjabraoui, "Contribution à la conception de système mécatronique automobiles : Méthodologie de pré-dimensionnement multi-niveau multi-physique de convertisseurs statiques", *Thèse de doctorat*, Supélec, 2010.
- [Ejj102] K. Ejjabraoui, C. Larouci, P. Lefranc and C. Marchand "Pre-sizing of dc-dc converters by optimisation under constraints ; Influence of the control constant on the optimization results", *IEEE-ICIT 2010*, ISBN 978-4244-5697-0/10, pp767-773, 14-17 March, 2010, Viña del Mar-Valparaiso, Chili
- [Hel06] H. HELALI, "Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance. Utilisation des techniques d'optimisation multi-objectifs et prise en compte de contraintes CEM", *Thèse de doctorat*, INSA de Lyon, 2006.
- [Inf06] INFINEON, "Dimensioning program IPOSIM for loss and thermal calculation of Infineon IGBT modules", Document technique, 2006
- [Jan10] X. Jannot, "Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur - machine : Application aux systèmes d'entraînement a haute vitesse", *Thèse de doctorat*, Supélec, 2010.
- [Lef12] P. Lefranc, X. Jannot and P. Dessante, "Virtual prototyping and pre-sizing methodology for buck DC-DC converters using genetic algorithms", *IET Power Electronics*, Vol. 5 Issue 1, pp 41-52, ISSN: 1755-4535, January 2012

- [Mak06] Z. Makni, "Contribution au développement d'un outil d'analyse multiphysique pour la conception et l'optimisation d'actionneurs électromagnétiques", *Thèse de doctorat*, Université Paris-Sud XI, 2006
- [Mes08] V. Mester, F. Gillon, P. Brochet and F. Wurtz, "Multimodel sizing for the optimal design of electric machines. Optimal design method", *Revue Internationale de Génie Electrique*, Vol. 11, Issue 6, p. 695-715, 2008
- [Zit00] E. Zitzler, K. Deb and L. Thiele, "Comparaison of multiobjective evolutionary algorithmes : Empirical results", *Evolutionary Computation* 8, *EC2000*, Vol. 8, Issue 2, pp. 173-195, June 2000

Chapitre IV :

Contribution à l'optimisation du placement/routage

Dans le Chapitre III, la méthode de pré-dimensionnement proposée nous a permis d'optimiser le choix technologique des composants dans des bases de données pour les convertisseurs « onduleur », « aiguilleur » et « matriciel ». La simplification du problème d'optimisation nous a conduit à considérer les paramètres thermoélectriques des semi-conducteurs pour le pire cas et à utiliser des modèles analytiques simplifiés pour le couplage thermoélectrique. Afin d'approfondir le dimensionnement des convertisseurs de puissance, nous devons considérer les positions relatives des puces semi-conductrices et les dimensions précises des dissipateurs. Cette remarque est le point de départ des travaux proposés dans le Chapitre IV consacré à l'optimisation du placement-routage des composants de puissance sur un dissipateur plan.

Dans l'objectif d'explorer la mise en place d'une méthodologie générique mobilisant des outils numériques adaptés, nous considérons un bras

d'onduleur constitué d'un MOSFET et d'une diode de roue libre sur une charge inductive alimenté par une tension continue via un filtre LC : structure hacheur abaisseur de tension. Dans un premier temps nous présentons l'approche générique qui aboutit aux calculs des températures de jonction en fonction des positions relatives des semi-conducteurs et de la géométrie du dissipateur. Ensuite, nous décrivons les modèles et outils numériques qui nous permettent de traiter un exemple concret. Pour chaque configuration des paramètres géométriques, les calculs électrothermiques et électriques transitoires sont relativement lourds pour les machines actuelles. Cela conduit à traiter un problème d'optimisation pour fonctions dites « coûteuses ». Nous proposons alors de comparer les résultats d'optimisation à l'aide d'un algorithme génétique classique et d'un algorithme de type krigeage expected improvement (KEI). A l'issue de l'analyse des résultats d'optimisation, nous montrons que le temps de calcul est largement plus faible par l'algorithme KEI pour obtenir le même résultat d'optimisation.

1. Modélisation Géométrique-Thermique-Electrique

1.1. Descriptions et objectifs

La méthode d'optimisation de placement/routage des semi-conducteurs de puissance est appliquée à un hacheur abaisseur. L'objectif de ces travaux est de proposer une méthodologie avec des modèles plus fins et des outils numériques appropriés.

Sur la Figure N°81, on présente le schéma électrique équivalent du système à considérer et sur la Figure N°82, l'implantation physique du MOSFET M_1 , de la diode D_1 et du condensateur C_1 . Les variables du problème d'optimisation du placement-routage sont X_1 , X_2 et X_3 .

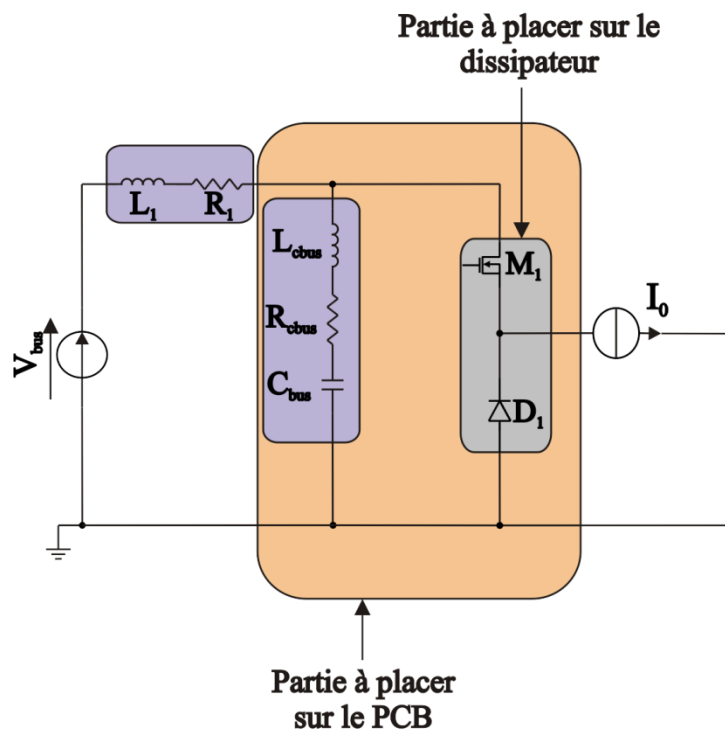


Figure N°81 : Schéma équivalent du hacheur abaisseur avec filtre d'entrée

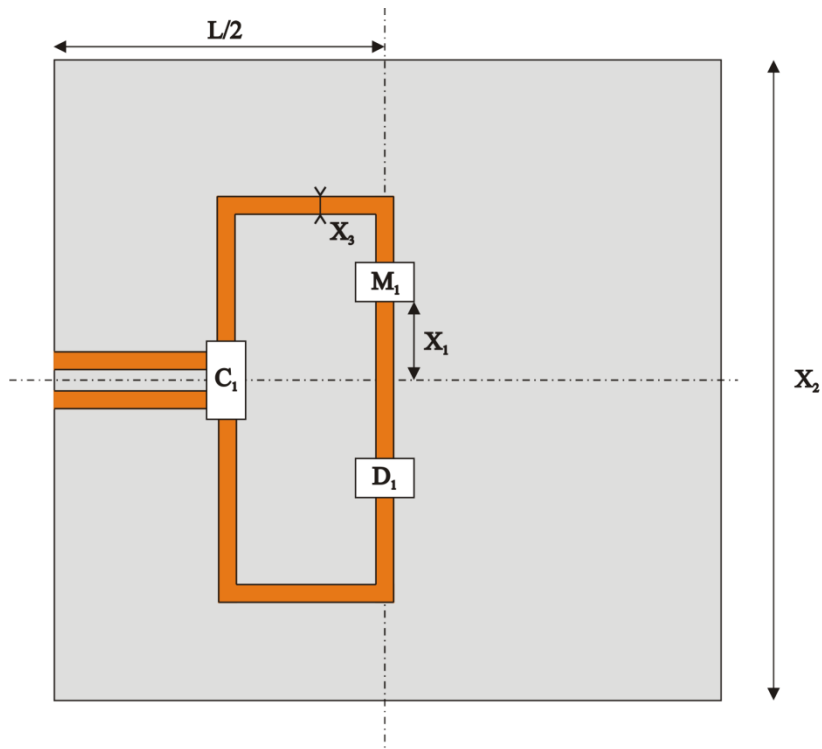


Figure N°82 : Représentation 2D du problème de placement/routage

Pour mettre en œuvre la méthode d'optimisation, différentes étapes sont nécessaires. La première consiste en un calcul numérique qui permet de déterminer les résistances et inductances propres de chaque piste. Par la suite, une simulation électrique transitoire et un modèle analytique thermique permettent de calculer les

températures de jonction des puces en régime établi. Un rebouclage est nécessaire entre la simulation électrique transitoire et le calcul analytique thermique afin de faire converger les variables liées par des paramètres thermoélectriques. Cette boucle s'arrête lorsque les températures trouvées par le calcul analytique thermique et les températures utilisées dans la simulation transitoire sont proches.

Sur la Figure N°83, on montre le synoptique des différentes étapes et modélisations imbriquées en partant des variables géométriques $\{X_1, X_2, X_3\}$ pour arriver aux valeurs numériques des différentes contraintes (température de jonction) et de la fonction objectif (longueur du dissipateur X_2).

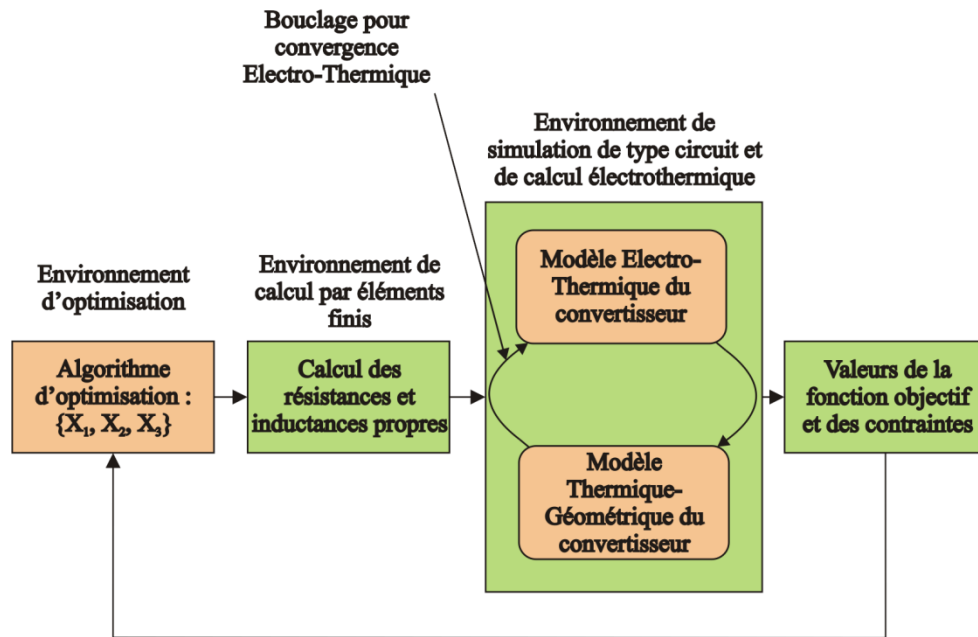


Figure N°83 : Organigramme de l'optimisation par placement/routage

1.2. Modélisation des pistes

La modélisation proposée considère la coupe transversale de la Figure N°85 où l'on définit les variables, les paramètres géométriques et les différents matériaux. Pour les différentes portions du circuit, le paramètre « profondeur » est redéfini. Dans ce manuscrit, nous faisons le choix de simplifier la modélisation du câblage par une représentation 2D par extrusion. De plus, nous négligeons les effets d'inductances mutuelles entre les différentes portions du circuit. Nous choisissons d'utiliser le logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics) pour effectuer les calculs numériques par éléments finis des résistances et inductances propres (figure N° 84). Pour aller plus loin dans la démarche, le concepteur peut envisager d'utiliser des outils numériques 3D tel que InCa3D afin d'affiner la modélisation du câblage (effets 3D et mutuelles inductances).

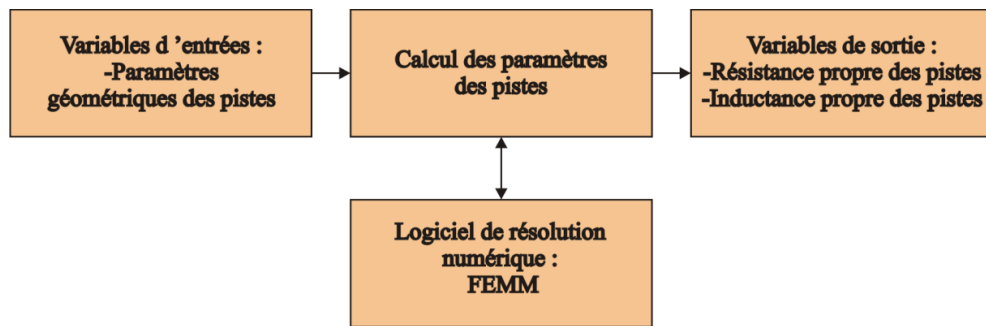


Figure N°84 : Représentation des entrées et sorties du calcul des paramètres des pistes avec le logiciel FEMM

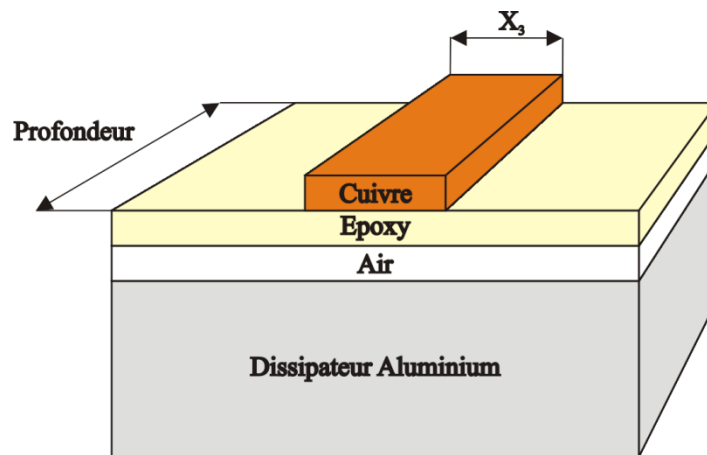


Figure N°85 : Représentation simplifiée d'une piste, du circuit imprimé (epoxy) et du dissipateur

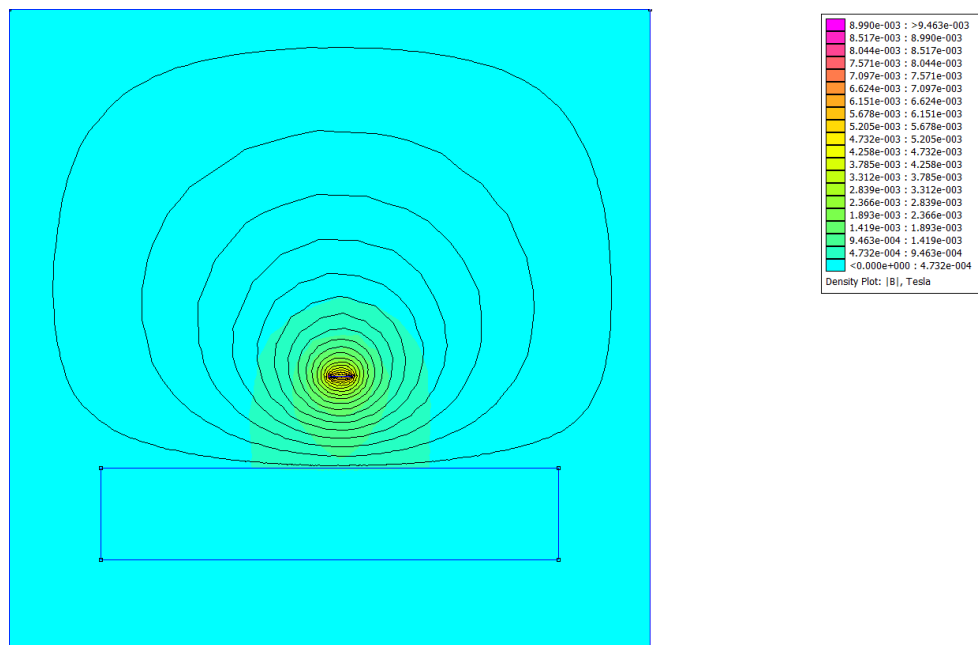


Figure N° 86 : Cartographie du champ magnétique généré par un courant de 1A à 10kHz sous FEMM

Sur la Figure N°86, on montre un exemple de résultat de simulation par éléments finis avec FEMM pour une excitation de 1A à 10kHz.

1.3. Modèle électrothermique de type « circuit »

1.3.1. Description générale

Ce modèle constitue la première « brique » de la modélisation électrothermique du convertisseur. On considère les températures de jonction du MOSFET (T_{jMOS}) et de la diode (T_{jD}) afin de calculer les pertes en commutation et en conduction de ces derniers composants (Figure N° 87). Les pertes en commutation sont calculées à l'aide d'une simulation électrique transitoire. Les pertes en conduction sont calculées à l'aide de l'expression analytique du courant dans chaque semi-conducteur et des expressions des paramètres thermoélectrique du MOS ($R_{DSon}=f(T_{jMOS})$ résistance à l'état passant en fonction de la température de jonction) et de la diode ($V_F=f(T_{jD}), r_d=f(T_{jD})$ tension de seuil et résistance à l'état passant en fonction de T_{jD}).

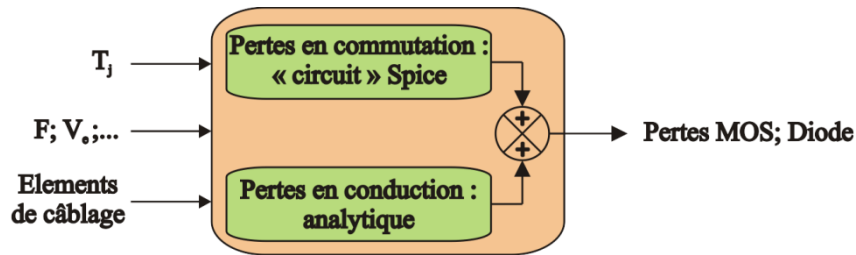


Figure N° 87 : Modélisation électrothermique et calcul des pertes totales dans les semi-conducteurs

1.3.2. Modélisation de type « circuit »

La modélisation de type « circuit » permet de calculer les pertes lors des commutations dans les semi-conducteurs (Figure N°88). On suppose que les éléments passifs du circuit sont connus : inductances et résistances de câblages ainsi que le condensateur de filtrage du bus continu. Sur la Figure N°89, on montre le schéma électrique équivalent du convertisseur abaisseur considéré avec les paramètres d'entrée nécessaires pour effectuer les simulations transitoires.

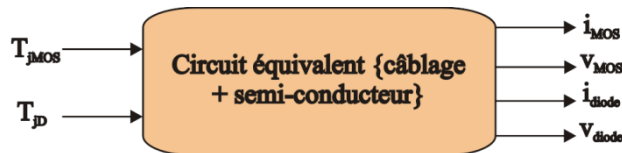


Figure N° 88 : Synoptique du modèle électrothermique transitoire permettant de déterminer les paramètres nécessaires pour l'estimation des pertes en commutation

À l'issue des simulations des commutations des semi-conducteurs, les vecteurs de sortie {temps, i_{MOS} , v_{MOS} , i_{diode} , v_{diode} } sont directement utilisés pour calculer les énergies et les pertes en commutation. Dans ces travaux de thèse, nous avons choisi le logiciel LTSpice IVTM qui permet de simuler des circuits décrits dans le langage

propre au noyau Spice. Voyons maintenant les descriptions des modèles du MOSFET, de la diode et du condensateur de filtrage.

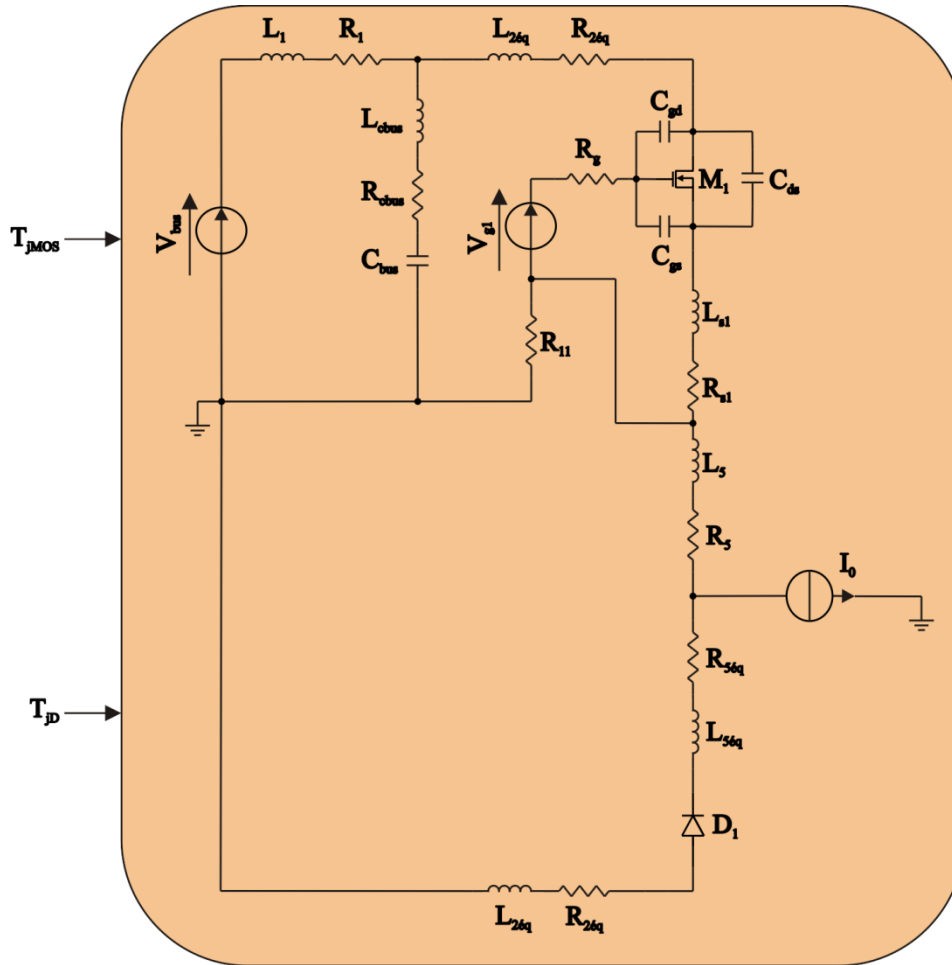


Figure N°89 : Schéma électrique équivalent du hacheur abaisseur avec filtre d'entrée et des éléments de câblage

Modélisation du condensateur

Le condensateur est modélisé par la valeur de sa capacité, une résistance et une inductance parasite. Les valeurs des différents éléments du condensateur sont issues des données constructeurs.

Modélisation du MOSFET

Le modèle du MOSFET est basé sur une formulation analytique faisant intervenir les réseaux de courbes $i_d = f(v_{gs}, v_{ds}, T_{jonction})$ et les capacités parasites $\{C_{gs}, C_{ds}, C_{gd}\}$. La description complète du modèle est donnée dans les travaux de thèse de C. Buttay [But04][Hel95][Lin94]. Dans notre application, nous utilisons les paramètres du modèle du MOSFET ST210NF02 issus également des travaux de la thèse de C. Buttay. Les équations en 2KP du modèle électrique statique du MOSFET décrit dans [But04] sont :

$$I_D = \begin{cases} 0 & \text{pour } V_{GS} < V_{th} \\ K_{plin}(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - \frac{K_{plin}}{2K_{psat}}V_{DS}^2 & \text{pour } V_{DS} \leq (V_{GS} - V_{th})\frac{K_{psat}}{K_{plin}} \\ K_{psat} \frac{(V_{GS} - V_{th})^2}{2(1 + \theta(V_{GS} - V_{th}))} & \text{pour } V_{DS} > (V_{GS} - V_{th})\frac{K_{psat}}{K_{plin}} \end{cases} \quad (24)$$

$$V_{th} = V_T - \sigma V_{DS} \quad (25)$$

Avec :

I_D : courant de drain

V_{GS} : tension entre la grille et la source

V_{DS} : tension entre le drain et la source

V_{th} : tension de seuil du MOSFET

V_T : tension de seuil à V_{DS} nul

K_{plin} : « Transconductance » en régime linéaire

K_{psat} : « Transconductance » en régime de saturation

θ : paramètre empirique de la modulation de mobilité dans le canal

σ : paramètre empirique d'évolution de la tension de seuil

Modélisation de la diode

Le modèle de diode utilisé est issu des travaux de H. Morel dans [Mor94]. Il permet de représenter le comportement électrothermique et électrodynamique (et plus spécifiquement lors de l'ouverture de la diode où a lieu le phénomène de recouvrement). Dans notre application, nous avons pris des valeurs numériques des paramètres du modèle correspondants à la diode BYT 12 PI 600 issues des travaux de C. Buttay [But04].

1.4. Modèle thermique-géométrique

En fonction des positions des semi-conducteurs sur le dissipateur plan et le niveau de pertes de chacun d'eux, le modèle thermique doit permettre de calculer les températures de jonction.

Une première approche serait d'utiliser un outil numérique 3D par éléments finis, comme dans les travaux de thèse de K. Ejjabraoui [Ejj10]. Dans ce présent manuscrit, nous proposons une approche plus légère en besoin de calcul. Notre modèle est basé sur une formulation entièrement analytique. Il a été développé par Joaquin Guitart Corominas lors de son stage de Master au sein du Département Énergie de Supélec en 2011. Nous avons adapté ce modèle à notre cas. Nous proposons des comparaisons entre les résultats d'un simulateur par éléments finis

(R-Tool) et le modèle analytique proposé (voir Annexe III pour détails). Nous remarquons que les écarts relatifs de températures dépassent rarement 20%.

Sur la Figure N°90, on montre une description du problème de modélisation thermique-géométrique : phénomènes de conduction, convection et rayonnement.

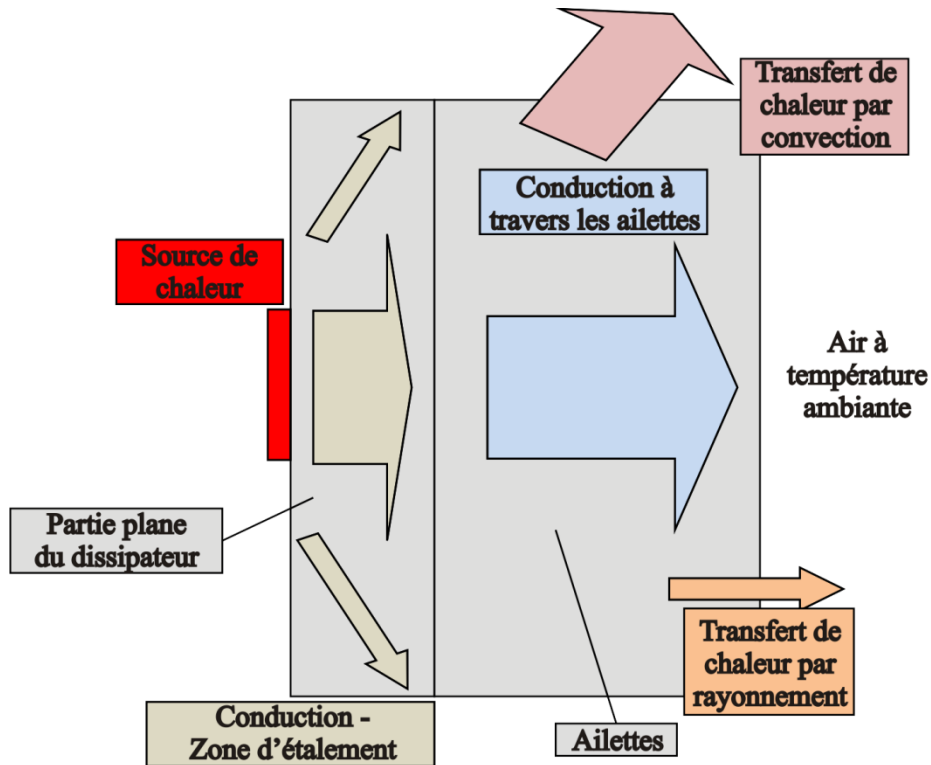


Figure N°90 : Schéma des différents modes de propagation de la chaleur dans le dissipateur

Modélisation du phénomène de conduction

La conduction thermique est la propagation de la température par contact entre les différents matériaux. Ce phénomène tient compte des résistances thermiques des différents matériaux. Lors de la modélisation de la conduction, nous tenons compte du cône de diffusion thermique sous chaque source.

Modélisation du phénomène de convection

Le dissipateur est découpé en plusieurs parties. Dans la partie pleine, seul le phénomène de conduction est pris en compte. Le dissipateur comporte également des ailettes. Elles servent de surface d'échange entre la matière du dissipateur et l'air ambiant. Le but de la modélisation thermique dans ce cas est de déterminer le coefficient de convection h qui représente l'aptitude du dissipateur à évacuer la chaleur [Cul95][Bil86]. Ce coefficient tient compte de la géométrie des ailettes, de la température et de la vitesse de l'air. Ses différents éléments sont déterminants pour connaître le type d'écoulement agissant sur les ailettes. En dynamique des fluides, deux phénomènes sont possibles lors de l'écoulement d'un fluide : stationnaire ou turbulent. Le type d'écoulement dépend de la forme des ailettes, de

la distance entre les ailettes, de la vitesse initiale de l'air et de la montée en température de l'air

Modélisation du phénomène de rayonnement thermique

Le phénomène de rayonnement thermique intervient principalement entre les ailettes [Sab08]. Elles produisent un rayonnement thermique qui vient chauffer l'ailette en vis-à-vis. Le coefficient d'échange thermique par rayonnement est noté h_e . Il est déterminé par le type de matériaux mais également par l'orientation et la distance des deux surfaces mises en vis-à-vis.

1.5. Bilan du modèle électrothermique –géométrique global

Nous venons de proposer un enchaînement de modélisations qui permet de fournir au concepteur un modèle global électrique-thermique-géométrique d'une cellule de commutation de base représentée par un hacheur abaisseur avec filtre d'entrée.

Pour les différentes étapes de modélisation et de calcul, nous avons choisi d'utiliser :

- Matlab comme environnement d'optimisation, comme superviseur et pour exécuter les calculs des expressions analytiques
- FEMM pour les calculs des éléments parasites de câblage
- LTSpice pour les simulations électriques transitoires

Ces choix sont propres à ce manuscrit et ne constituent en rien une vision directive, bien au contraire. En effet, il serait peut-être plus judicieux de penser à utiliser InCa3D spécifiquement dédié aux calculs des éléments parasites du câblage et un compilateur de VHDL-AMS pour les simulations électriques transitoires.

Sur la Figure N°91, on représente les variables d'optimisation, la fonction objectif (longueur du dissipateur) et les contraintes à prendre en compte par l'algorithme d'optimisation.

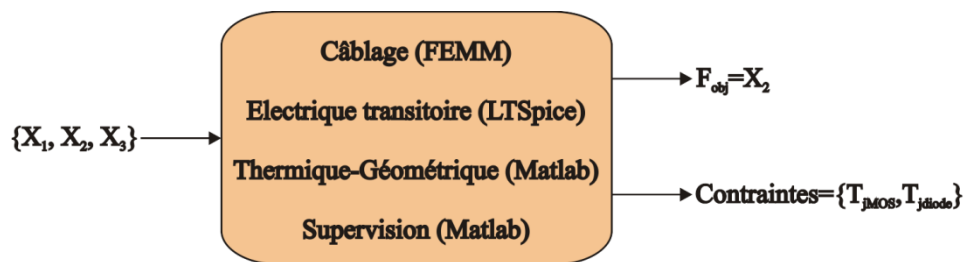


Figure N° 91 : Résumé du problème d'optimisation et des différentes briques de calcul au sein du modèle global

2. Algorithmes d'optimisation

2.1. Introduction

Le problème d'optimisation considère trois variables continues représentant des dimensions géométriques $\{X_1, X_2, X_3\}$ (Figure N° 82). La fonction objectif est de minimiser le volume du radiateur défini par l'équation (26) :

$$V_{\text{radiateur}} = e_{hs} L_{hs} l_{hs} \quad (26)$$

e_{hs} , L_{hs} et l_{hs} sont définis sur la Figure N°53 avec $L_{hs} = X_2$. Les valeurs e_{hs} et l_{hs} sont constantes, le problème d'optimisation revient à minimiser la longueur L_{hs} et donc à minimiser le paramètre X_2 . Les contraintes à respecter sont principalement les températures de jonction qui doivent être inférieures à T_{jmax} la valeur maximale spécifiée par le constructeur. Dans un premier temps, nous proposons de résoudre ce problème d'optimisation mono-objectif à l'aide d'un algorithme génétique élitiste comme décrit à la section 3 du chapitre III.

Nous verrons dans la suite de ce chapitre IV que l'évaluation du modèle complet en un point requiert quelques dizaines de secondes à quelques minutes sur un PC actuel (2012). Ce temps dépend principalement de la boucle de convergence électrothermique. Dans notre cas, nous verrons que grâce à l'algorithme génétique, nous sommes capables de résoudre ce problème d'optimisation sous une dizaine d'heures. Le nouveau verrou méthodologique est de faire baisser ce temps d'optimisation. Pour cela, nous faisons appel à l'une des classes de méthodes adaptées aux fonctions coûteuses : le krigeage & expected improvement. Grâce à cette dernière, le nombre d'évaluation de la fonction objectif est diminué permettant de résoudre notre problème en moins de deux heures. Les détails qui permettent de comprendre le principe de la méthode KEI sont donnés ci-dessous.

2.2. Historique de la méthode d'interpolation « krigeage »

Dans les années 1950, D.G. Krige, ingénieur minier d'Afrique du Sud, désire connaître la distribution spatiale du minerai à partir de forages. Il développa une série de méthodes statistiques empiriques [Kri51] qui lui permit de répondre à cet objectif. Suite à ces travaux, le Français G. Matheron formalise l'approche [Mat63] décrite par D.G. Krige. Il nomme cette méthode d'interpolation de fonction « krigeage » mais utilise aussi le terme de « géostatistique ». Le krigeage est désigné sous divers noms en fonction du domaine dans lequel il est utilisé. Il est nommé « interpolation optimale » avec la notion d'« analyse objective » qui est utilisé en météorologie [Gan65]. En océanologie, il se nomme aussi « méthode d'interpolation de Gauss-Markov » [Bre76][Lie67].

La figure ci-dessous présente le principe d'une optimisation avec Krigeage-EI :

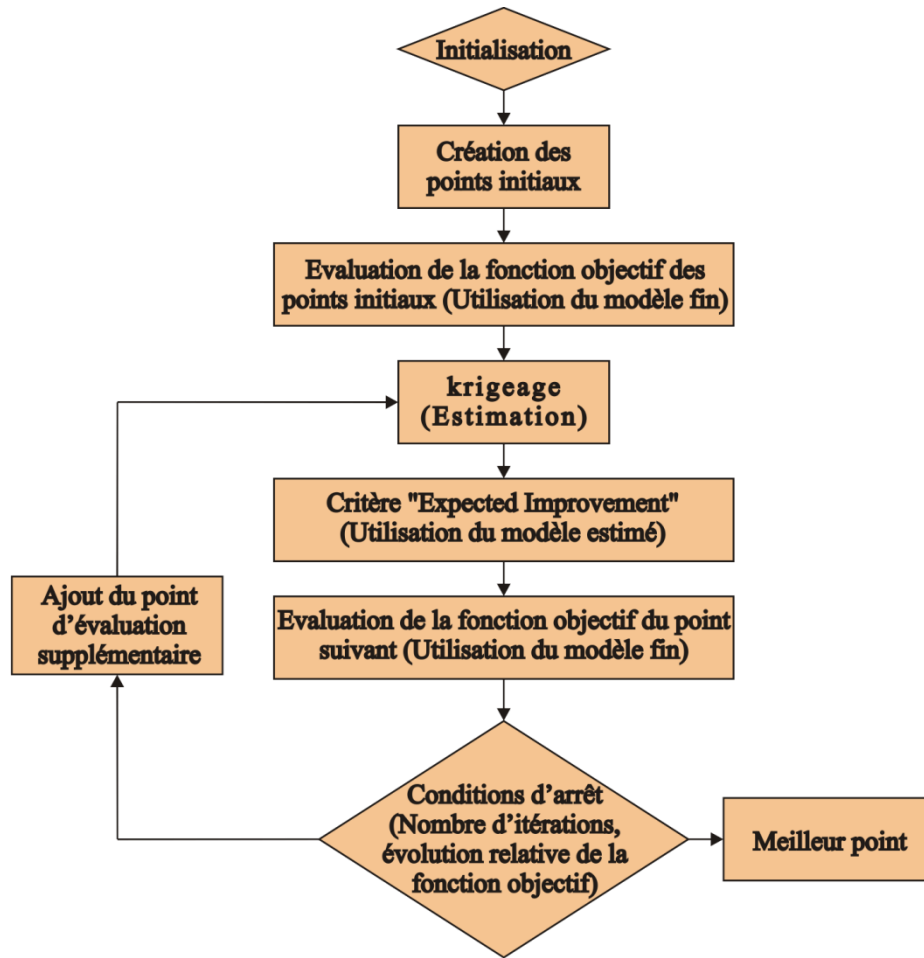


Figure N°92 : Synoptique de l'algorithme d'optimisation par krigeage-EI (dans notre cas, la fonction objectif est la fonction objectif avec pénalités)

2.3. Le « krigeage »

Le krigeage [Bai05] est une méthode d'interpolation spatiale qui prévoit la valeur d'un phénomène naturel en des sites non échantillonnés par une combinaison linéaire sans biais et à variance minimale des observations du phénomène en des sites voisins. Il existe trois types de krigeage :

- Le krigeage simple à variables stationnaires de moyenne connue
- Le krigeage ordinaire à variables stationnaires de moyenne non connue
- Le krigeage universel à variables non-stationnaires

Nous nous intéresserons uniquement au krigeage ordinaire qui est le plus utilisé (il est aussi nommé krigeage ponctuel). Mathématiquement, le krigeage est une méthode d'estimation d'une fonction $F(X)$ au point X_p connaissant m évaluations de la fonction F . La formulation générale est donnée par l'expression suivante :

$$F(X_p) = \sum_{i=1}^m W_i \cdot F(X_i) \quad (27)$$

- X_i sont les points connus (mesurés, évalués) de la fonction (pour un domaine de dimension deux, $X=(x,y)$). C'est à partir de ces points X_i que l'on estime la fonction F au point X_p .
- m est le nombre de points d'évaluation disponibles au départ.
- W_i est la pondération des points environnants.

Il existe plusieurs techniques qui permettent de déterminer la pondération. Les deux méthodes les plus connues sont *l'interpolation linéaire* (en fonction de l'inverse de la distance) et la méthode *des splines cubiques* (ajustement de polynômes cubiques). La détermination des pondérations se calcule à partir du degré de similarité entre les valeurs de F (à partir de la covariance entre les points en fonction de la distance entre ces points). Cela revient à calculer le *variogramme* de la fonction à estimer.

2.4. Variogramme, semi-variogramme

Dans notre cas d'utilisation du krigeage ordinaire, la moyenne et la variance de la fonction sont stationnaires c'est-à-dire qu'elles ne dépendent pas de la position des points mais uniquement de la distance entre les points. De par sa définition, la fonction variogramme est paire car fonction d'une variable h représentant une distance : on parle alors de semi-variogramme. La définition de la fonction « semi-variogramme » dans un cas isotropique et avec une grille d'évaluation régulière est donnée par :

$$\gamma(h) = \frac{1}{2 \cdot N_h} \cdot \sum_{i=1}^{N_h} [F(X_i) - F(X_i + h)]^2 \quad (28)$$

$\gamma(h)$ est la valeur empirique du semi-variogramme pour une distance h entre deux points. N_h est le nombre de couples de points séparés par la même distance h . $F(X_i)$ est la valeur de la fonction F au point X_i .

Afin de bien clarifier cette notion, nous proposons un exemple simple. Nous définissons six points dans un plan et nous calculons les valeurs du semi-variogramme.

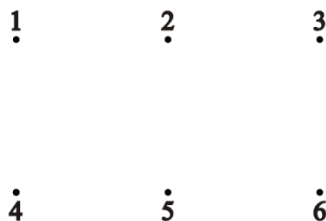


Figure N°93 : Représentation de six points dans un plan

Dans un premier temps (Figure N°94), le semi-variogramme est calculé pour une distance entre deux points h_1 . Le nombre de couples de points séparés par cette distance est de $N_h=7$.

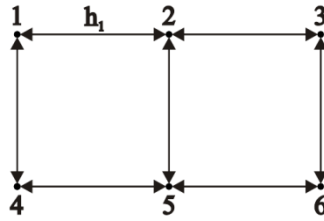


Figure N°94 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_1

Dans un second temps (Figure N°95), le semi-variogramme est calculé pour la distance h_2 . Le nombre de couples à une même distance passe à $N_h=4$.

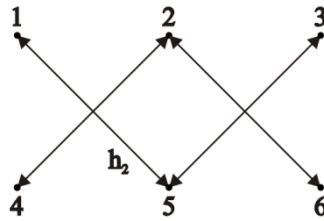


Figure N°95 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_2

L'autre distance possible entre deux points est h_3 avec $N_h=2$ (Figure 96). La distance la plus grande que l'on puisse trouver entre deux points est h_4 (Figure 97).

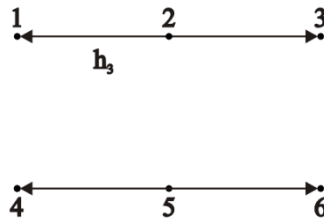


Figure N°96 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_3

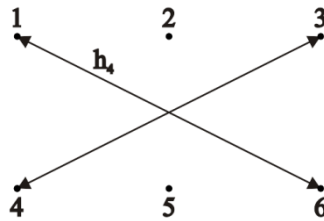


Figure N°97 : Calcul du semi-variogramme pour des couples de points à une distance h_4

Dans cet exemple, le nombre de distances différentes entre deux points est de quatre. Grace au calcul du semi-variogramme « empirique », on peut déterminer le semi-variogramme « théorique ». Dans la littérature [Jou78][Bai05], différents types de semi-variogrammes sont disponibles. Pour l'utilisateur, le choix dépend souvent de son expérience. Dans la référence [Jou78], de plus amples détails sont donnés sur les bases théoriques et pratiques des variogrammes.

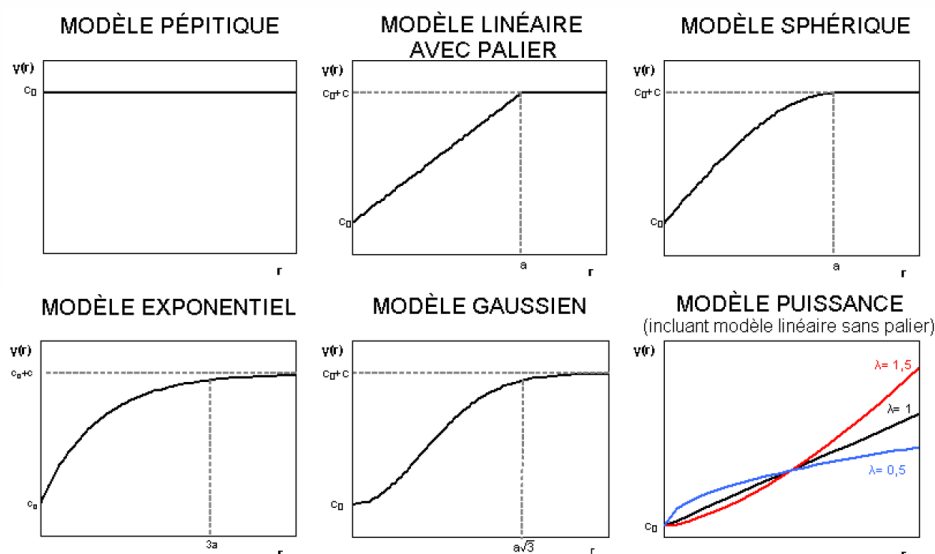


Figure N°98 : Représentation des principaux semi-variogrammes « pratiques » utilisés [Bai05]

L'utilisateur choisit le type de semi-variogrammes « théorique » et doit calculer les valeurs de ses paramètres pour s'ajuster au mieux aux valeurs du semi-variogramme « empirique » issu des évaluations de la fonction $\gamma(h)$ (Figure N° 99). Pour cela on utilise souvent la méthode des moindres carrés.

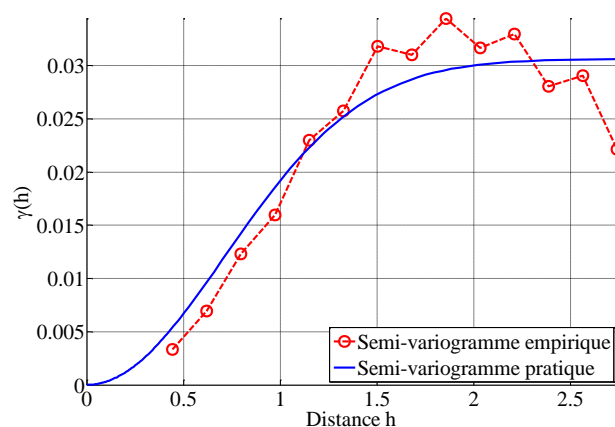


Figure N°99 : Exemple d'un semi-variogramme. Les cercles sont les points du semi-variogramme « empirique » trouvés grâce à l'équation (24). Le semi-variogramme « théorique » est ajusté sur le semi-variogramme « empirique » par une méthode des moindres carrés. Sur cet exemple, le semi-variogramme « théorique » est de type Gaussien

2.5. Calcul du vecteur de pondération W

Le krigeage utilisé dans ce manuscrit est le krigeage ordinaire. Les semi-variogrammes « empirique » et « théorique » ont été calculés dans la partie précédente. Le vecteur de pondération répond à l'équation suivante :

$$A.W = B \quad (29)$$

Avec,

$$A = \begin{bmatrix} \gamma(h_{11}) & \gamma(h_{12}) & \cdots & \gamma(h_{1n}) & 1 \\ \gamma(h_{21}) & \gamma(h_{22}) & \cdots & \gamma(h_{2n}) & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \gamma(h_{n1}) & \gamma(h_{n2}) & \cdots & \gamma(h_{nn}) & 1 \\ 1 & 1 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$B = \begin{bmatrix} \gamma(h_{1p}) \\ \gamma(h_{2p}) \\ \vdots \\ \gamma(h_{mp}) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$W = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_m \\ \lambda \end{bmatrix} \quad (32)$$

Les éléments de l'équation (30) sont les valeurs du semi-variogramme « empirique ». Les éléments de l'équation (31) sont calculés à l'aide du semi-variogramme « théorique ». La somme de toutes les pondérations W_i doit être égale à 1. Cette contrainte introduit un degré de liberté supplémentaire λ (Multiplicateur de Lagrange). h_{ip} est la distance entre les points connus et le point cible où l'on veut connaître la valeur estimée à l'aide de l'Equation (27).

En plus de l'évaluation de la valeur de la fonction en des points X_p , le krigage permet d'obtenir la variance de l'estimation S_p^2 (aussi appelée erreur standard en chaque point).

$$S_p^2 = W^T \cdot B \quad (33)$$

La variance de l'estimation est une information importante qui est utilisée lors du calcul du critère EI (Expected Improvement). Cette donnée donne une indication sur l'erreur d'estimation de la valeur du point.

2.6. Le critère EI

Le critère EI (*Expected Improvement* ou espérance de l'amélioration en français) est un critère d'échantillonnage particulièrement populaire dans la littérature concernant l'optimisation bayésienne. L'une de ses qualités est qu'il offre un bon compromis entre l'exploitation et l'exploration. Autrement dit, dans le cas d'un problème de minimisation, le prochain point d'évaluation choisi n'est pas nécessairement celui qui minimise le prédicteur (approche naïve qui mène généralement à une convergence vers un minimum local et non global), mais celui qui maximise l'espérance de l'amélioration apportée par ce nouveau point par rapport au minimum courant, ce qui implique de prendre également en compte

l'erreur de prédiction. Prendre en compte cette erreur d'estimation permet ainsi de ne pas oublier d'explorer les zones peu échantillonnées, susceptibles d'accueillir le minimum global recherché. Après n évaluations, l'information disponible correspond aux points déjà choisis et aux résultats d'évaluation correspondant. Soit F_n la notation pour l'ensemble $(X_1, \xi(X_1), X_2, \xi(X_2), \dots, X_n, \xi(X_n))$ et m_n le minimum courant, $\min(\xi(X_1), \xi(X_2), \dots, \xi(X_n))$. Le calcul du critère EI se fait à partir du prédicteur $\hat{\xi}_n$, de l'erreur de prédiction s_n (tous deux données par la théorie du krigeage) ainsi que de l'information issue de l'ensemble des évaluations déjà faites. Une formalisation du critère EI est donnée dans ce qui suit :

A partir d'un budget d'évaluation de k , l'objectif de l'algorithme est de minimiser la valeur m_k . Le nouveau point X_{k+1} est celui qui maximise le critère EI noté ρ_k

$$\rho_k(x) = E_k((m_k - \xi(X_{k+1}))_+ | X_{k+1} = x) \quad (34)$$

Avec E_k l'espérance conditionnelle sachant F_k , et $x \in X$. Si ξ est choisi gaussien, il y a existence d'une formule analytique pour le critère EI, rendant son calcul particulièrement facile :

$$\rho_k(x) = s_k(x) \Phi' \left(\frac{m_k - \hat{\xi}_k(x)}{s_k(x)} \right) + (m_k - \hat{\xi}_k(x)) \Phi \left(\frac{m_k - \hat{\xi}_k(x)}{s_k(x)} \right) \quad (35)$$

avec Φ la fonction de répartition de la loi normale réduite. Cette expression montre, qu'à partir d'un ensemble de points d'évaluation, le critère EI peut être calculé avec des temps de calcul modérés. Ceci, ainsi que le bon compromis entre exploration et exploitation évoqué plus haut, assure à ce critère une réelle popularité dans la littérature. En pratique, l'expression analytique ne peut être utilisée que si les fonctions de moyenne et de covariance pour le processus gaussien ξ sont définies explicitement. Généralement, la covariance est choisie dans une famille paramétrée et la valeur de ces paramètres est estimée à chaque itération par maximum de vraisemblance (comme pour l'algorithme EGO [Jon98] par exemple).

3. Adaptation de l'algorithme krigeage-EI au problème de placement/routage

3.1. Gestion des contraintes avec le krigeage EI

Le problème d'optimisation visé dans ce Chapitre IV est un problème d'optimisation sous contraintes. Ces contraintes peuvent être prises en compte directement à travers le critère EI [Sch97]. Cependant, nous faisons le choix d'introduire les contraintes dans la fonction objectif sous forme de pénalités pour une question de simplicité de mise en œuvre. Si une contrainte n'est pas vérifiée, la fonction objectif se voit pénalisée d'une quantité qui dépend du degré de dépassement de la contrainte. Dans notre problème d'optimisation de placement/routage, nous devons vérifier les contraintes suivantes :

$$T_{j_{MOS}} \leq T_{j_{max,MOS}} \quad (36)$$

$$T_{j_{diode}} \leq T_{j_{max,diode}} \quad (37)$$

$$X_1 + X_3 + marge \leq \frac{X_2}{2} \quad (38)$$

Avec :

$T_{j_{MOS}}$: température de jonction du MOS après de la simulation

$T_{j_{diode}}$: température de jonction de la diode après la simulation

$T_{j_{max,MOS}}$: température de jonction maximum admissible pour le MOS

$T_{j_{max,diode}}$: température de jonction maximum admissible pour la diode

marge : marge de sécurité entre le bord de la piste et le bord du dissipateur

La fonction objectif avec pénalités s'exprime :

$$f_{obj,p} = f_{obj} \cdot e^c \quad (39)$$

Avec :

$f_{obj,p}$: fonction objectif avec pénalités

f_{obj} : fonction objectif sans pénalité issue du résultat de simulation prenant la valeur X_2 dans notre cas

c : contrainte maximum qui s'écrit :

$$c = \max \left(0 ; \max(T_{j_{MOS}} - T_{j_{max,MOS}}; T_{j_{diode}} - T_{j_{max,diode}}); \beta \cdot \left(X_1 + X_3 + marge - \frac{X_2}{2} \right) \right) \quad (40)$$

Avec β un coefficient permettant d'adapter la valeur des contraintes sur les longueurs qui se révèlent trop faibles pour avoir une influence sur la fonction objectif ($\beta=10$ dans notre cas).

Le premier zéro permet de mettre la valeur de c à zéro quand les contraintes sont respectées.

3.2. Paramétrage de l'algorithme de krigeage-EI

L'algorithme par krigeage-EI, vu dans la partie IV-2, nécessite certains réglages qu'il est important de décrire. L'évaluation du krigeage est faite sur une grille régulière. Plus cette grille possède de points, plus la précision est meilleure mais

ceci augmente le temps d'évaluation car cela crée des matrices de grandes tailles difficiles à manipuler. Le temps de calcul donné dans les résultats comprend le temps d'évaluation des individus de départ et le temps d'évaluation des nouveaux points. L'algorithme par krigeage-EI s'arrête au bout d'un nombre d'évaluation donné.

4. Résultat de l'optimisation du placement/routage

L'optimisation du placement/routage est réalisée par deux algorithmes d'optimisation: l'algorithme génétique décrit dans le chapitre III et l'algorithme par krigeage-EI. Les résultats des deux algorithmes sont donnés et comparés ci-dessous.

4.1. Rappel de l'optimisation à effectuer

Le but de cette optimisation est de minimiser le volume du dissipateur. Comme nous avons pu le voir dans la partie IV-2, cela revient à minimiser la longueur X_2 du dissipateur. Les paramètres d'optimisation sont la longueur du dissipateur X_2 , la largeur de piste X_3 et la distance entre les puces et le milieu du dissipateur X_1 .

4.1.1. Réglage des paramètres de l'algorithme génétique

Le nombre d'individus est de 10 et le nombre de génération est de 45. Le nombre d'individus qui vont muter entre chaque génération est de 5. Un même jeu de 10 individus de départ est utilisé pour les différentes optimisations.

4.1.2. Réglage des paramètres de l'algorithme par krigeage-EI

L'algorithme par krigeage-EI utilise 10 points de départ. Certains individus de départ sont les mêmes que ceux de l'algorithme générique. Le nombre de nouveaux points calculés par l'optimisation est 100. Le modèle de semi-variogramme utilisé est de type Gaussien. La grille d'estimation est constituée de 30 points par paramètre. Dans notre cas à trois paramètres, cela représente une grille de 30x30x30 points d'estimation.

4.2. Résultats d'optimisation et comparaison des différents algorithmes

Le tableau ci-dessous récapitule les principaux résultats d'optimisation ainsi que le temps de calcul de chaque méthode. L'algorithme génétique a été testé pour trois points initiaux différents.

L'optimisation avec l'algorithme génétique permet d'obtenir trois résultats similaires pour trois générations de départ conduisant à des temps de calcul compris entre 7h30 et 8h30.

Type d'algorithme d'optimisation	X_1 (m)	X_2 (m)	X_3 (m)	Temps nécessaire à l'optimisation (en heure)
AG 1	0.0139	0.1872	0.0198	7.5
AG 2	0.0134	0.1870	0.02	7.4
AG 3	0.0135	0.1862	0.0199	8.8
krigeage-EI	0.0136	0.1865	0.0198	1.5

Tableau N°5 : Résultats d'optimisation par algorithme génétique et krigeage-EI pour le placement/routage décrit dans la partie IV-2

La durée de l'optimisation par krigeage-EI est de 1h30 y compris les évaluations de départs. Les résultats sont similaires à ceux de l'algorithme génétique. La différence de temps de calcul est liée à la différence du nombre de calcul effectué. Pour l'algorithme génétique, le nombre d'évaluation est de 450 alors qu'il est de 110 pour le KEI. On note ainsi un facteur 4 en moyenne du nombre d'évaluations entre les deux méthodes d'optimisation.

Dans le second tableau, nous comparons différents points de départ pour l'algorithme par krigeage-EI. Ses points de départ sont générés aléatoirement par une méthode de type LHS (*Latin Hypercube Sampling*).

Type d'algorithme d'optimisation	X_1 (m)	X_2 (m)	X_3 (m)	Temps nécessaire à l'optimisation (en heure)
KEI 1	0.0136	0.1865	0.0198	1.51
KEI 2	0.0136	0.1865	0.0198	1.47
KEI 3	0.0136	0.1865	0.0198	1.55

Tableau N° 6 : Résultats d'optimisation avec un algorithme par krigeage-EI avec trois jeux de points de départ différents pour le placement/routage décrit dans la partie IV-2

Avec l'algorithme par krigeage-EI, on remarque une reproductivité des résultats malgré des jeux de points de départ différents. Le temps de calcul est de 1h30 à 10% prêt. Cet écart dans le temps de calcul est imputable à la boucle électrothermique-thermique qui a un temps de calcul très variable en fonction des paramètres d'évaluation.

A présent, nous modifions la définition de la grille d'estimation du krigeage. Dans les résultats précédant, la définition est de 30 points par paramètres. Nous testons avec les mêmes points de départ mais avec un nombre de 10, 20 puis 30 points par paramètre. Dans les graphiques suivants, nous regardons l'évolution de la fonction objectif en fonction des itérations.

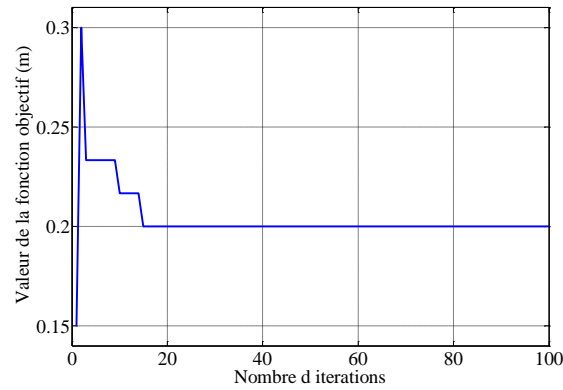


Figure N° 100 : Evolution de la fonction objectif avec le krigeage-EI pour une définition de grille de 10 points par paramètre

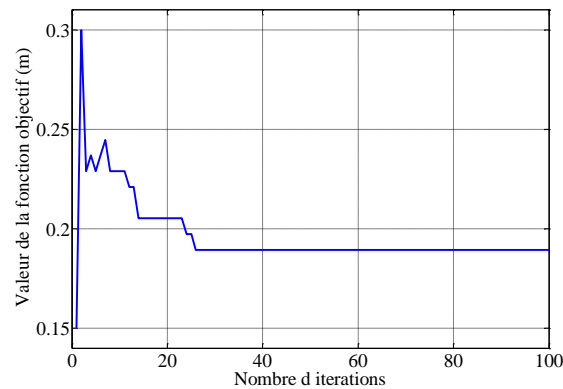


Figure N° 101 : Evolution de la fonction objectif avec le krigeage-EI pour une définition de grille de 20 points par paramètre

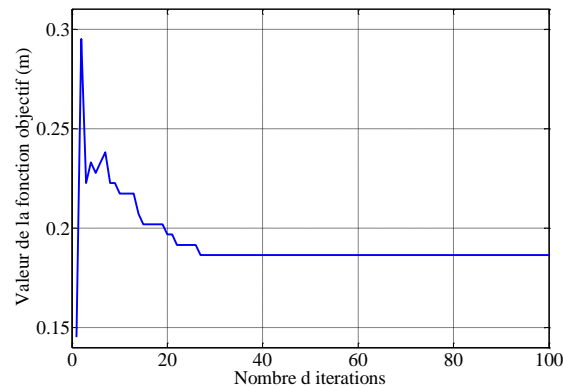


Figure N° 102 : Evolution de la fonction objectif avec le krigeage-EI pour une définition de grille de 30 points par paramètre

La définition de la grille influe sur le résultat et le nombre d'itérations nécessaire pour obtenir ce résultat. Pour une grille de 10 points par paramètre, un résultat est trouvé en moins d'itérations qu'avec un nombre de points plus important mais avec un écart de 7% par rapport au résultat avec 30 points. Avec 20 et 30 points, le nombre d'itérations est pratiquement identique. L'écart entre les deux valeurs finales de la fonction objectif est de 2%. Le temps de calcul des trois simulations

présente un écart de 10% comme les simulations avec des points de départs différents dû à la boucle électrothermique-thermique.

Notons que le résultat d'optimisation en lui-même n'est pas l'élément le plus intéressant dans cette partie. Comme précisé dans la partie IV-2, les modèles sont perfectibles est les résultats peuvent changer avec des modèles différents (ajout des inductances mutuelles par exemple). Le but est de mettre en œuvre et de démontrer l'avantage en termes de temps de calcul de méthodes de type KEI pour la conception en électronique de puissance.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous proposons une méthodologie d'optimisation du placement/routage pour les convertisseurs d'électronique de puissance. Nous traitons ici le cas d'une cellule élémentaire de commutation d'un hacheur abaisseur avec filtre d'entrée.

Nous avons développé une imbrication de différents modèles qui permettent de prendre en compte le câblage, les pertes en conduction et commutation, les paramètres géométriques (placement des puces et dimensions du dissipateur). Les outils numériques mobilisés sont FEMM, LTSpice et Matlab. Nous avons vu que ce choix n'est pas un facteur limitant pour l'utilisation de cette méthodologie et que d'autres logiciels pourraient être utilisés (InCa3D, compilateur VHDL-AMS, COMSOL, Scilab, Octave, etc...).

Le temps d'évaluation de ce modèle global en un point peut prendre quelques dizaines de secondes à quelques minutes. De ce fait, nous introduisons un algorithme adapté aux fonctions dites coûteuses : le krigeage expected improvment (KEI). Afin de valider et de critiquer l'algorithme KEI, nous avons comparés l'algorithme génétique et ce dernier en terme de nombre et temps de calcul pour des résultats d'optimisation très proches. Cette comparaison a montré le potentiel que représente ce type de méthodes pour l'optimisation sous contraintes multi-physiques en électronique de puissance.

Références bibliographiques du Chapitre IV

- [Bai05] S. Baillargeon, "Le krigeage : revue de la théorie et application à l'interpolation spatiale de données de précipitations", *Mémoire de master*, Université de Laval, Faculté des Sciences et de Génie, Québec, 2005
- [Ben11] R. Benassi, J. Bect and E. Vazquez, "Robust Gaussian process-based global optimization using a fully Bayesian expected improvement criterion", *Learning and Intelligent Optimization (LION 5'11)*, Rome, Italia, January 17-21, 2011
- [Bil86] A. Bilitsky, "The Effect of Geometry on Heat Transfer by Free Convection from a Fin Array", *Thèse de doctorat*, Université de Negev, Israël. 1986
- [Bre76] F. B. Bretherton, R. E. Davis and C.B. Fandry. "A technique for objective analysis and design of oceanographic experiments applied to MODE-73", *Deep Sea Research and Oceanographic Abstracts*, Vol. 23, Issue 7, pp 559–582., July 1976
- [But04] C. Buttay, "Contribution à la conception par la simulation en électronique de puissance : application à l'onduleur basse tension", *Thèse de doctorat*, INSA de Lyon, 2004
- [Cul95] J. Culham, M. Yovanovich and S. Lee, "Thermal modeling of isothermal cuboids and rectangular heat sinks cooled by natural convection". *IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology- part A*. Vol. 19, Issue 3. September 1995
- [Ejj10] K. Ejjabraoui, "Contribution à la conception de système mécatronique automobiles : Méthodologie de pré-dimensionnement multi-niveau multi-physique de convertisseurs statiques", *Thèse de doctorat*, Supélec, 2010
- [Ele42] W. Elenbaas, "Heat dissipation of parallel plates by free convection". *Physica Vol. IX*, Issue 1, pp. 1-28, 1942
- [Gan65] L. S. Gandin, "Objective Analysis of Meteorological fields", *Israël Program for Scientific Translations*, Issue. 1373, pp. 242, 1965
- [Hel95] H. Helali, "Contribution à la modélisation par graphe de liens du transistor MOS de puissance", *Thèse de doctorat*, INSA de Lyon, Juin 1995

- [Jon98] D. R. Jones, M. Schonlau and W. J. William, "Efficient global optimization of expensive black-box functions", *Journal Global Optimization*, Vol. 13, Issues 4, pp. 455-492, 1998
- [Jou78] A.G. Journel and C. J. Huijbregts., "Mining Geostatistics", *Academic Press*, pp. 600, 1978
- [Kri51] D. G. Krige, "A statistical approach to some basic mine valuation problems on the Witwatersrand", *Journal of the Chemical, Metallurgical and Mining Society*, Vol. 52, pp. 119-139, 1951
- [Lin94] C.-C. Lin, "Contribution à l'identification des paramètres technologiques de la diode PIN de puissance à partir des caractéristiques de commutation à l'ouverture", *Thèse de doctorat*, INSA de Lyon, 1994
- [Lie67] P. B. Liebelt, "An introduction to Optimal Estimation", *Addison-Wesley*, pp. 267, 1967
- [Mat63] G. Matheron, "Principles of Geostatistics", *Economic Geology*, Vol. 58, Issues. 8., pp. 1246-1266, 1963
- [Moc78] J. Mockus, V. Tiesis and A. Zilinskas, "The application of Bayesian methods for seeking the extremum", *Towards Global Optimization*, Volume: 2, Publisher: Elsevier Science Ltd., pp. 117-129, 1978
- [Mor94] H. Morel, S. H. Gamal and J.-P. Chante, "State Variable Modeling of the Power PIN Diode using an Explicit Approximation of Semiconductor Device Equations: A Novel Approach", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 9, Issue 1, pp. 112-120, January 1994.
- [Sch97] M. Schonlau, "Computer Experiments and Global Optimization", *Thèse de doctorat*, Université de Waterloo, Canada, 1997
- [Sha08] Y. Shabany, "Simplified correlations for radiation heat transfer rate in plate fin heat sinks.", <http://www.electronics-cooling.com/2008/08/>, consulté le 5 Janvier 2012, 2008
- [Van73] D. W. Van de Pol and J. K. Tierney, "Free Convection Nusselt Number for Vertical U-Shaped Channels", *Journal Heat Transfer*, Vol. 95, pp. 542-543, 1973

Conclusion générale

L'électronique de puissance est de plus en plus présente dans les moyens de transports. Dans le domaine aéronautique, l'avion « plus électrique », tels que l'Airbus A380 et le Boeing 787, est une intéressante illustration de cette présence. Dans le domaine de l'automobile, le besoin d'électrification est réel et représente un grand défi malgré que la voiture hybride existe depuis une dizaine d'années déjà et que la voiture électrique est déjà commercialisée. Cependant, le temps de développement de tels systèmes électriques doit être de plus en plus court en raison d'une forte concurrence. Les contraintes sur l'électronique de puissance sont toujours plus nombreuses et plus sévères (contrainte de rendement et d'économie d'énergie pour des raisons écologiques, contraintes de fiabilité, de masse embarquée, d'encombrement,...).

Pour relever ce déficit d'électrification, différents projets sont financés dans chaque secteur de transport (comme CISACS dans le domaine aéronautique et O2M pour l'automobile). L'objectif est de développer de nouvelles technologies et de topologies de convertisseurs mais aussi des méthodologies et des techniques de conceptions nouvelles permettant de répondre à ces exigences, les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet objectif.

Nous avons vu dans le premier chapitre que l'avion « plus électrique » nécessite des ruptures technologiques. Nous avons mis en avant différentes topologies de mutualisation d'un onduleur alimentant des charges séquentielles. La conception de ce type de structure met en œuvre des démarches de pré-dimensionnement adaptées, intégrant le choix technologiques des composants constituant ces convertisseurs.

Nous avons proposé deux solutions possibles pour la mutualisation de l'onduleur : un onduleur avec aiguilleur de puissance et le convertisseur matriciel. Dans le chapitre II, nous avons étudié d'un point de vue fonctionnel et dysfonctionnel ces deux solutions. Pour réaliser cette étude, une « brique » modélisant un interrupteur générique a été proposée pour simuler les aspects fonctionnels et dysfonctionnels. Grâce à une collaboration avec le LGEP, partenaire du projet CISACS, nous avons proposé une étude détaillée d'un système mono-convertisseur à deux charges séquentielles. Des simulations avec des défauts non destructifs ont été réalisées et comparées pour les deux structures considérées (onduleur et matriciel). Nos conclusions nous ont conduit à la nécessité de modéliser les machines électriques en régime déséquilibré pour aller plus loin sur la prédiction des conséquences de défauts convertisseurs sur la chaîne complète de conversion d'énergie et d'actionnement.

Après une étude fonctionnelle, les deux topologies proposées ont été pré-dimensionnées en deux étapes. La première étape a fait l'objet du chapitre III. Ces deux topologies de mutualisation ont été optimisées du point de vue volume et comparées à une topologie classique multi-convertisseurs/multi-machines. Pour parvenir à ce pré-dimensionnement, différents modèles ont été utilisés pour calculer les pertes et donc les températures des puces, le volume global et les perturbations CEM conduites en mode différentiel. Pour automatiser le choix technologique des composants, une « brique générique » modélisant un interrupteur

de puissance a été élaborée. Les différents résultats obtenus ont montré que la solution du convertisseur matriciel conduit à un volume plus important que les solutions à base d'onduleurs dans tous les cas. En outre, nous avons vu que le choix entre l'une ou l'autre solution (N-onduleurs ou 1 onduleur avec aiguilleur à N-voies) est directement lié aux paramètres d'optimisation et des contraintes imposées (température ambiante, fréquence de découpage) ainsi qu'au nombre de charges à alimenter (N). Ce dernier paramètre peut être ainsi considéré comme un paramètre clé de l'optimisation. Nous avons noté par ailleurs que le choix de la structure optimale peut dépendre de la richesse des bases de données utilisées.

Une fois l'architecture et les composants associés choisis dans l'étape précédente, la deuxième étape, présentée dans le chapitre IV, permet d'optimiser le placement/routage des composants semi-conducteurs. Elle permet également d'affiner le volume obtenu dans l'étape précédente en tenant compte de la température et du placement/routage des puces. Pour simplifier le problème, nous avons considéré un hacheur abaisseur avec filtre d'entrée. La modélisation proposée permet de prendre en compte les éléments de câblage (résistances et inductances propres des pistes), les phénomènes thermoélectriques dans les semi-conducteurs et l'influence du placement des puces sur un dissipateur plan. Nous avons montré que l'association de logiciels différents tels que FEMM, LTSpice et Matlab nous permet de mettre en place une méthodologie simple et efficace d'optimisation du placement-routage. Nous avons proposé également de mettre en œuvre un algorithme d'optimisation pour des fonctions dites « coûteuses » afin de réduire le temps total de calcul par rapport à un algorithme de type génétique. Ainsi, l'utilisation dans notre cas, de l'algorithme 'Krigage Expected Improvement' (KEI) a conduit à un temps d'optimisation de 1h30 au lieu de 7h30 avec un algorithme génétique. Une voie d'amélioration de cette méthodologie d'optimisation de placement/routage serait dans un premier temps d'utiliser un logiciel 3D pour calculer les éléments du câblage (InCa3D par exemple) et plus particulièrement les mutuelles inductances, non prises en compte dans les travaux de ce manuscrit. Dans un second temps, il serait intéressant d'étendre cette méthodologie à un onduleur triphasé. Les problèmes rencontrés en termes de temps de calcul seront certainement plus importants. Une solution complémentaire serait de continuer à développer l'utilisation des méthodes d'optimisation dites « coûteuses » pour l'électronique de puissance grâce aux collaborations initiées pendant ces travaux de thèse.

Perspectives

A l'issue de ces travaux de thèse, nous souhaitons dégager quelques perspectives envisageables. Tout d'abord, par rapport à l'application mono-convertisseur multi-machines séquentielles envisagée pour le secteur aéronautique, nous pensons que cette architecture pourrait être étendue au secteur automobile. En effet, pourquoi ne pas mutualiser un convertisseur pour plusieurs actionneurs au sein d'un véhicule? Dans quels cas et pour quels actionneurs est-ce intéressant en termes d'encombrement et de coût ? De ce fait, les travaux proposés dans le présent manuscrit peuvent être une première piste de réflexion pour répondre à ce type de nouvelles applications.

Ensuite, au niveau de la modélisation proposée pour le pré-dimensionnement et plus spécifiquement le choix des composants, nous pensons que notre approche peut être améliorée en modélisant l'impact de la température de jonction sur les paramètres électriques des composants semi-conducteurs. Cet effort de modélisation permettrait certainement de mieux définir les convertisseurs issus de cette première phase de pré-dimensionnement. De plus, concernant l'algorithme d'optimisation, nous nous sommes restreints à l'algorithme génétique pour notre problème où la quasi-totalité des variables sont d'origines discrètes. De ce fait, l'utilisation d'algorithmes adaptés aux variables discrètes serait une nouvelle ouverture (cette piste a été envisagée avec des algorithmes de « colonie de fourmis » mais n'a pas été conduite jusqu'à une implantation fonctionnelle).

Concernant l'optimisation du placement/routage, nous avons proposé une première « brique » pour montrer une faisabilité. Nous pensons que le couplage d'outils numériques 3D par éléments finis pour la modélisation des phénomènes thermiques (COMSOL, ANSYS, etc.), d'un outil 3D spécifique pour les éléments de câblage (InCa3D par exemple) et d'un simulateur multi-physique transitoire (compilateur VHDL-AMS, compilateur Modelica, Saber, Simplorer, etc.) est une bonne vision pour la résolution de ce problème d'optimisation multi-physique. Cette remarque est d'autant plus pertinente avec l'introduction de méthodes d'optimisations aux fonctions coûteuses comme le krigeage expected improvement présenté au chapitre IV. Sur cette dernière thématique, de nouvelles méthodologies sont possibles afin de réduire le nombre d'évaluations et de ce fait le temps de calcul global. Ceci est possible grâce à l'aide et la collaboration de spécialistes d'optimisation. Actuellement, de nouvelles méthodes sont testées sur notre cas d'application : les premiers résultats montrent que l'on peut passer de 1h30 à 20 minutes de temps d'optimisation.

Du point de vue contraintes à considérer lors de l'optimisation du placement/routage, la méthodologie proposée peut être améliorée avec la prise en compte de l'aspect CEM en plus de la thermique. En effet, les caractéristiques de câblage déterminées par un outil dédié tel que FEMM ou InCa3D peuvent alimenter un modèle/outil CEM en vue d'une optimisation de l'encombrement des éléments de filtrage associés.

Production scientifique

Revues internationales :

C. Ledoux, P. Lefranc and C. Larouci, “Pre-sizing methodology of embedded static converters using a virtual prototyping tool and an optimisation under constraints method; comparaison of two power sharing topologies”, soumis le 29 avril 2011 dans *IET Electrical Systems in Transportation*, accepté avec revisions le 23 août 2011

C. Ledoux, P. Lefranc and C. Larouci, “Pre-sizing methodology of DC-AC converters using a virtual prototyping tool applied to sequential multi-load systems”, soumis le 27 février 2012 dans *IET Power Electronics*, accepté avec révisions le 25 juin 2012

Conferences internationales :

C. Ledoux, P. Lefranc, C. Larouci and J.-L. Thomas, “State of the art of monoconverter multiloads applications and associated power electronic devices”, *Conf. ISIE'10, IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 4-7 July 2010, Bari, Italy

C. Ledoux, P. Lefranc, J. Cathelin, C. Larouci, D. Diallo and J.-L. Thomas, “Modeling and Fault Modes Investigation of a Power Sharing AC Drive”, *IECON'10, Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 7-10 November 2010, Glendale, Arizona, USA

C. Ledoux, P. Lefranc and C. Larouci, “Pre-sizing optimization of an inverter and the passive components”, *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2011)*, 30 August-1 September 2011, Birmingham, England, UK

B. Daguse, X. Jannot, C. Ledoux, P. Lefranc and J.-C. Vannier, “Multiphysic optimal design of an inverter fed PMSM and choice of switching frequency”, *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2011)*, 30 August-1 September 2011, Birmingham, England, UK

Conferences nationales :

C. Ledoux, P. Lefranc et C. Larouci, “Optimisation du placement/routage de semi-conducteurs de puissance. Application à l'abaisseur”, *14^{ème} édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF'2012)*, 5-7 juillet 2012, Bordeaux, France

Annexes

Annexe I : Description du calcul des pertes dans les composants de puissance d'un onduleur MLI

Le calcul de la puissance dissipée par les pertes dans les semi-conducteurs est primordial dans le pré-dimensionnement du chapitre III. Les équations doivent être simples pour minimiser le temps de calcul de l'optimisation. Ce calcul n'est valide que pour une modulation MLI sinusoïdale. Dans un premier temps, nous allons calculer les pertes pour un IGBT avec sa diode :

$$P_T = \frac{1}{T_0} \sum (E_{cond} + E_{on} + E_{off}) = P_{cond} + P_{sw} \quad (41)$$

Avec :

P_T : perte total dans un composant

T_0 : temps d'une période de la sinusoïde du courant de la sortie

E_{cond} : énergie perdue en conduction dans le semi-conducteur

E_{on} : énergie perdue lors de la mise en conduction du semi-conducteur

E_{off} : énergie lors du blocage du semi-conducteur

P_{cond} : puissance perdue par le semi-conducteur en conduction

P_{sw} : puissance perdue par le semi-conducteur en commutation

1. Pertes dans l'IGBT :

Les pertes dans l'IGBT sont définies par les pertes par commutation et par conduction. Nous nous intéressons aux pertes par conduction :

$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} V_{CE}(t) \cdot i(t) \cdot \tau'(t) \cdot dt \quad (42)$$

Avec

$$i(t) = \hat{i} \sin(\omega t) \quad (43)$$

$$V_{CE}(t) = V_{CE0} + r \cdot i(t) \quad (44)$$

τ' : fonction de modulation qui prend la valeur $\tau'=1$ pour la mise en conduction de l'IGBT et $\tau'=0$ lors du blocage de l'IGBT.

La fonction de modulation peut être substituée par une fonction temporelle dépendant de la modulation m et de l'angle de phase φ . Cette fonction temporelle est dérivée de l'extrapolation entre la fonction en dent de scie et la fonction sinusoïdale. La formule est obtenue en effectuant un passage d'une fonction discrète en fonction continue.

$$\tau(t) = \frac{1}{2}(1 + m \cdot \sin(\omega t + \varphi)) \quad (45)$$

Avec :

m : la profondeur de modulation

φ : l'angle de phase

Le calcul des pertes par conduction dans l'IGBT s'exprime donc :

$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} (V_{CE_0} + r \hat{i} \sin(\omega t)) \cdot \hat{i} \sin(\omega t) \cdot \left(\frac{1}{2} (1 + m \sin(\omega t + \varphi)) \right) dt \quad (46)$$

Avec :

V_{CE_0} : tension de seuil entre le collecteur et l'émetteur de l'IGBT (valeur zéro pour un MOSFET)

r : résistance dynamique de la jonction collecteur-émetteur

\hat{i} : courant crête de sortie

Le résultat de ce calcul des pertes en conduction pour l'IGBT avec $\omega T_0 = \pi$:

$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{2} \left(V_{CE_0} \frac{\hat{i}}{\pi} + r \frac{\hat{i}^2}{4} \right) + m \cos \varphi \left(V_{CE_0} \frac{\hat{i}}{8} + \frac{1}{3\pi} r \hat{i}^2 \right) \quad (47)$$

Les pertes par commutation dépendent de la fréquence de commutation :

$$P_{sw,IGBT} = f_{sw,IGBT} \frac{1}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} (E_{on} + E_{off})(t, \hat{i}) dt \quad (48)$$

Avec :

$f_{sw,IGBT}$: fréquence de commutation

E_{on}, E_{off} : énergies dissipées lors des commutations. Les énergies sont mesurées par le constructeur à tension et courant donné (V_{nom}, I_{nom}).

Lors d'un cycle de commutation de l'état passant à l'état bloqué, la formulation des énergies dissipées mise en jeu avec les données constructeurs est une fonction linéaire qui dépend du courant crête de sortie et de la tension de bus :

$$E_{sw,IGBT}(\hat{i}) = (E_{on,IGBT}(I_{nom}, V_{nom}) + E_{off,IGBT}(I_{nom}, V_{nom})) \frac{\hat{i}}{I_{nom}} \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (49)$$

Lors d'un cycle complet, les commutations se reproduisent n fois. Ce nombre de commutations dépend de la fréquence de commutation :

$$P_{sw,IGBT} = \frac{1}{T_0} \sum_n E_{sw,IGBT}(i_n) \quad (50)$$

L'équation des pertes en commutation dans l'IGBT s'exprime donc :

$$P_{sw,IGBT} = \frac{1}{\pi} f_{sw} (E_{on,IGBT}(I_{nom}, V_{nom}) + E_{off,IGBT}(I_{nom}, V_{nom})) \frac{\hat{i}}{I_{nom}} \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (51)$$

2. Pertes dans la diode

Le calcul de la puissance dissipée en conduction dans la diode est similaire à celui de l'IGBT. La différence entre les deux calculs se situe au niveau de la fonction linéaire qui remplace la fonction de discrète de commutation. La conduction de la diode est le complément de la conduction de l'IGBT :

$$\tau(t) = \frac{1}{2} (1 - m \sin(\omega t + \varphi)) \quad (52)$$

Le résultat du calcul de la puissance dissipée par les pertes est :

$$P_{cond,Diode} = \frac{1}{2} \left(V_d \frac{\hat{i}}{\pi} + r_d \frac{\hat{i}^2}{4} \right) - m \cos \varphi \left(V_d \frac{\hat{i}}{8} + \frac{1}{3\pi} r_d \hat{i}^2 \right) \quad (53)$$

Avec :

V_d : Tension de seuil de la diode à l'état passant

r_d : Résistance de la diode à l'état passant

Pour une diode, l'énergie des pertes de la mise en conduction d'une diode est négligée. Seule l'énergie de commutation lors du blocage est prise en compte :

$$P_{sw,Diode} = \frac{1}{T_0} \sum_n E_{off,Diode}(I_{nom}, V_{nom}) \frac{i_n}{I_{nom}} \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (54)$$

Avec i_n : courant à la commutation n d'une période.

L'équation de la puissance des pertes en commutation s'écrit :

$$P_{sw,Diode} = \frac{1}{\pi} f_{sw} E_{off,IGBT}(I_{nom}, V_{nom}) \frac{\hat{i}}{I_{nom}} \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (55)$$

Dans le cas d'une diode de roue libre, l'énergie de blocage de la diode sert au recouvrement de celle-ci. L'équation approchée de l'énergie de recouvrement en fonction du courant est :

$$E_{rec}(\hat{i}) = E_{rec}(I_{nom}) \left(0.45 \frac{\hat{i}}{I_{nom}} + 0.55 \right) \quad (56)$$

Avec :

$E_{rec}(I_{nom})$: Energie de recouvrement donnée par le constructeur pour une valeur de courant.

Les pertes en commutation de la diode s'écrivent donc :

$$P_{sw,IGBT} = \frac{1}{\pi} f_{sw} E_{rec}(I_{nom}) \left(0.45 \frac{\hat{i}}{I_{nom}} + 0.55 \right) \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (57)$$

3. Pertes totales dans l'onduleur :

Nous venons de voir le calcul de la puissance dissipée pour un IGBT et sa diode de roue libre. Pour connaître la puissance totale dissipée par un onduleur, il faut multiplier par six le résultat obtenu :

$$P_{Total} = 6. (P_{cond,IGBT} + P_{sw,IGBT} + P_{cond,Diode} + P_{sw,Diode}) \quad (58)$$

Annexe II : Composants de puissance utilisés dans l'optimisation

Dans cette annexe, nous présentons les données constructeurs des éléments qui servent à l'optimisation du chapitre III. Seules les caractéristiques principales de chaque élément sont présentées.

Le premier tableau présente les IGBTs. Dans ce tableau, les IGBTs utilisés sont tous avec des diodes dans le même boîtier. Pour faciliter la mise en œuvre de la base de données, on utilise les mêmes caractéristiques pour les IGBT sans diode.

Dans les second et troisième tableaux, les caractéristiques des MOSFET et diodes y sont présentées.

Les condensateurs du quatrième tableau sont issus du même constructeur : CDE Cornell Dubilier. Ce sont tous des condensateurs de type 947C en polypropylène pour bus continu.

Le dernier tableau est celui des dissipateurs et sont du constructeur ABL.

Numéro	Constructeur	Référence	V_{CE} (V) @ $T_j=25^\circ\text{C}$	$V_{CE(sat)}$ (V) @ $T_j=25^\circ\text{C}$	IC (A) @ $T_j=25^\circ\text{C}$
1	IXYS	IXGC16N60B2D1	600	2,3	28
2	IXYS	IXGC16N60C2D1	600	3	20
3	IXYS	IXGR32N60CD1	600	2,7	45
4	International Rectifier	IRGIB15B60KD1P	600	1,8	19
5	International Rectifier	IRGI4062DPbF	600	1,34	22
6	Infineon	SKB15N60HS	600	2,8	27
7	Infineon	SKP15N60T	600	1,5	15
8	Infineon	SKP15N60	600	2,3	15
9	Infineon	IKP20N60T	600	1,5	20
10	Infineon	SKW20N60	600	2,4	20
11	Infineon	IKW30N60T	600	1,5	30
12	International Rectifier	IRGB4062DPbF	600	1,65	48
13	International Rectifier	IRG4PC40FD	600	1,5	49
14	International Rectifier	IRGP30B60KD-E	600	1,95	60
15	IXYS	IXGR48N60C3D1	600	2,7	56

Tableau N°7 : Caractéristiques principales des IGBTs utilisés dans le chapitre III

Numéro	Constructeur	Référence	V_{DS} (V) @ $T_{j,max}$	$R_{DS(on)}$ (Ω) @ $T_j = 25^\circ C$	I_D (A) @ $T_j = 25^\circ C$
1	Infineon	SPP20N60C3	650	0,19	20,7
2	Infineon	SPP20N60S5	600	0,19	20
3	Infineon	IPP60R165CP	650	0,165	21
4	Infineon	IPP60R190C6	650	0,19	20,2
5	ST	STP10NK60Z	600	0,75	10
6	ST	STP17N62K3	620	0,38	15
7	ST	STP26NM60N	600	0,165	20
8	ST	STP20NM50	550	0,25	20
9	IXYS	IXKC20N60C	600	0,195	15
10	IXYS	IXKC23N60C5	600	0,1	23
11	IXYS	IXKC40N60C	600	0,095	28
12	IXYS	IXKP24N60C5	600	0,165	24
13	IXYS	IXFV18N60P	600	0,4	18
14	IXYS	IXFV22N60P	600	0,35	22
15	IXYS	IXFV26N60P	600	0,27	26
16	IXYS	IXFC30N60P	600	0,25	15
17	Infineon	IPP60R099C6	650	0,099	37,9
18	Infineon	SPW35N60CFD	600	0,118	34
19	Infineon	IPB60R099CP	650	0,099	31
20	Infineon	IPP60R125C6	650	0,125	30
21	Infineon	STW77N65M5	710	0,038	69
22	ST	STW43NM60ND	650	0,088	35
23	ST	STW26NM50	500	0,12	30
24	ST	STP42N65M5	710	0,079	33
25	IXYS	IXKP35N60C5	600	0,1	35
26	IXYS	IXKH30N60C5	600	0,125	30
27	IXYS	IXTV36N50P	500	0,17	36
28	IXYS	IXTV30N50P	500	0,2	30

Tableau N°8 : Caractéristiques principales des MOSFETs utilisés dans le chapitre III

Numéro	Constructeur	Référence	V_{rrm} (V) @ $T_{j,max}$	V_F (V) @ $T_j=25^\circ C$	I_F (A) @ $T_j=25^\circ C$
1	Infineon	IDT16S60C	600	1,5	16
2	Infineon	IDP15E60	600	1,5	15
3	IXYS	DSEI30	600	1,6	37
4	ST	STTH10LCD06	600	1,3	10
5	ST	STTH12R06	600	1,4	12
6	Infineon	IDB15E60	600	1,5	15
7	Infineon	IDP30E60	600	1,5	30
8	Infineon	IDP23E60	600	1,5	23
9	ST	STTH15R06D	600	1,8	15
10	ST	STTH15L06	600	0,95	15
11	IXYS	DSEI12-06A	600	1,7	14
12	IXYS	DSEP15-06A	600	2,04	15
13	IXYS	DSEP15-06B	600	2,52	15
14	IXYS	DSEI19-06AS	600	1,7	20
15	IXYS	DSEP29-06AC	600	2,52	30
16	IXYS	DSS17-06CR	600	3,32	17
17	Infineon	ID45E60	600	1,5	45
18	Infineon	IDH12S60C	600	1,5	12
19	ST	STTH30R04	600	0,97	30
20	ST	STTH30L06	600	1	30
21	ST	STTH30R06	600	1,1	30
22	ST	STTH30R06CW	600	1,8	2x15
23	IXYS	DSEP30-04A	400	1,46	30
24	IXYS	DPG30I400HA	400	1,41	30
25	IXYS	DPH30IS600HI	600	2,48	30

Tableau N°9 : Caractéristiques principales des diodes utilisées dans le chapitre III

Numéro	Référence	V_r (V)	C (μ F)
1	947C311K801BTBS	800	310
2	947C341K801CTIS	800	340
3	947C36K801CAMS	800	360
4	947C381K801BAHS	800	380
5	947C411K801CAIS	800	410
6	947C491K801CBIS	800	490
7	947C561K801CBMS	800	560
8	947C601K801CCIS	800	600
9	947C701K801CCIS	800	700
10	947C791K801BDHS	800	790
11	947C851K801DBHS	800	850
12	947C102K801DBHS	800	1000
13	947C122K801DLHS	800	1200
14	947C152K801DLHS	800	1500

*Tableau N°10 : Caractéristiques principales des condensateurs de chez CDE Cornell
Dubilier de type 947C en polypropylène pour bus continu utilisés dans le chapitre III*

Numéro	Série	Référence
1	100	153AB
2	300	345AB
3	500	520AB
4	600	665AB
5	100	177AB
6	100	195AB
7	300	333AB
8	300	340AB
9	500	515AB
10	100	168AB
11	100	175AB
12	500	525AB
13	100	163AB
14	100	143AB
15	100	146AB
16	200	250AB
17	100	160AB
18	300	335AB
19	300	350AB
20	400	430AB
21	500	510AB
22	500	523AB
23	100	174AB
24	100	120AB
25	500	543AB
26	500	545AB
27	500	555AB
28	600	680AB
29	700	715AB
30	700	750AB

Tableau N°11 : Caractéristiques principales des dissipateurs de chez ABL utilisés dans le chapitre III

31	100	83AB
32	200	220AB
33	300	305AB
34	500	532AB
35	500	505AB

Tableau N°12 : Caractéristiques principales des dissipateurs de chez ABL utilisés dans le chapitre III (suite)

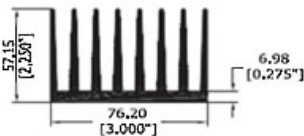

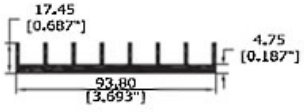
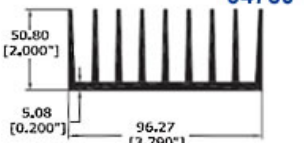
Annexe III : Comparaison entre le calcul analytique et le calcul par éléments finis pour une gamme de dissipateurs

Dans le chapitre IV, la température de jonction est calculée grâce à un modèle analytique thermique du dissipateur. Ce travail de modélisation thermique fût effectué par Joaquim Guitart Corominas en stage de Master au département Electrotechnique et Système d'Energie de Supélec en 2011. Cette modélisation thermique du dissipateur utilise trois types d'équations différentes en fonction du dissipateur. Le tableau permet de comparer les trois modélisations analytiques aux résultats d'une simulation par éléments finis (R-tool). On note si l'erreur est supérieure à 15%, le résultat est signalé en rouge.

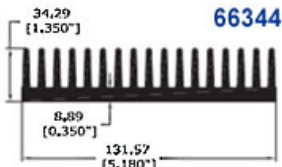
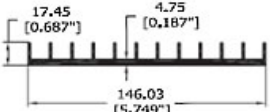
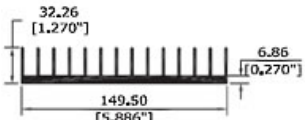
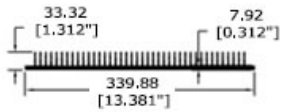
Annexe III

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66171	 30,48 [1.200\"/> 5,08 [0.200\"]"/>	15,2	3	129	88,4	102,1	106,3	41,2%	27,5%	23,3%
Width (mm)	30,48		30,5	4	124	79,6	99,7	104,4	47,4%	26,2%	21,2%
Height (mm)	16,51		45,7	5	127	76,8	100,9	105,8	51,9%	27,0%	22,0%
fins	8		61	6	129	75,6	102,6	107,3	54,1%	26,9%	22,1%
Code	61080	 39,61 [1.559\"/> 3,18 [0.125\"]"/>	19,8	5	124	97,4	97,5	99,1	28,2%	28,1%	26,5%
Width (mm)	39,61		39,6	10	135	108,6	111,5	114,5	25,3%	22,5%	19,6%
Height (mm)	19,05		59,4	15	145	115,3	121,0	125,3	25,7%	20,7%	17,0%
fins	7		79,2	20	154	120,2	128,4	133,9	27,3%	20,7%	16,3%
Code	61215	 41,40 [1.630\"/> 7,49 [0.295\"]"/>	20,7	5	104	79,6	78,4	79,0	32,5%	34,2%	33,4%
Width (mm)	41,4		41,4	10	109	88,8	88,8	90,0	26,0%	26,0%	24,4%
Height (mm)	32,77		62,1	15	115	94,3	95,7	97,5	23,9%	22,2%	20,1%
fins	6		82,8	20	119	98,4	101,0	103,4	22,9%	19,9%	17,2%
Code	66459	 339,88 [13.381\"/> 7,92 [0.312\"]"/>	170	200	112	106,3	115,0	119,6	6,7%	3,9%	9,5%
Width (mm)	339,9		340	300	116	104,7	120,7	126,3	12,6%	6,1%	12,7%
Height (mm)	33,32		510	400	121	108,0	129,0	135,0	14,4%	8,6%	15,2%
fins	40		680	500	126	112,6	137,1	143,1	13,9%	11,7%	18,0%

Comparaison entre le calcul analytique et le calcul 3D pour une gamme de dissipateurs

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66102		38,1	30	130	108,0	103,8	105,2	22,0%	26,2%	24,8%
Width (mm)	76,2		76,2	45	115	103,7	102,0	103,8	13,6%	15,6%	13,4%
Height (mm)	57,15		114	60	113	103,9	104,0	106,4	11,4%	11,2%	8,3%
fins	8		152	75	115	105,1	106,8	109,8	11,5%	9,4%	6,0%
Code	66167		38,2	10	104	58,3	93,8	98,5	61,5%	13,4%	7,0%
Width (mm)	76,48		76,5	15	107	56,5	100,0	104,2	65,5%	8,8%	3,4%
Height (mm)	25,4		115	20	107	56,4	104,2	107,8	65,7%	3,8%	1,0%
fins	25		153	25	106	56,8	107,1	110,3	64,9%	0,9%	5,1%
Code	62350		46,9	10	107	86,7	83,3	83,4	26,5%	30,9%	30,7%
Width (mm)	93,8		93,8	15	91,9	81,4	78,2	78,3	16,9%	22,2%	22,0%
Height (mm)	17,75		141	20	86,9	80,3	77,1	77,2	11,7%	17,2%	17,0%
fins	8		188	25	85,1	80,1	77,0	77,2	9,1%	14,7%	14,4%
Code	64750		48,1	40	139	113,2	107,1	108,0	23,5%	29,1%	28,3%
Width (mm)	96,27		96,3	60	118	108,5	103,7	104,8	11,0%	16,5%	15,2%
Height (mm)	50,8		144	80	114	108,7	104,8	106,2	5,8%	10,5%	8,8%
fins	9		193	100	113	109,9	106,8	108,5	3,4%	7,1%	5,0%

Annexe III

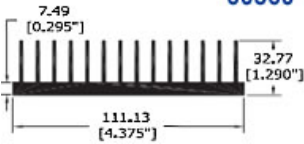
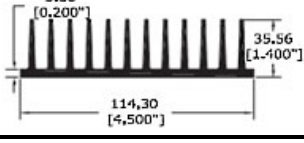
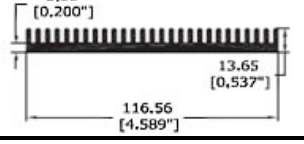
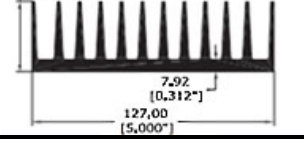
Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66344		65,8	40	111	94,4	100,5	103,9	20,3%	12,7%	8,5%
Width (mm)	131,6		132	60	112	90,3	102,9	107,5	26,6%	11,2%	5,6%
Height (mm)	34,29		197	80	118	90,2	107,5	112,9	31,8%	12,1%	6,0%
fins	17		263	100	123	91,1	112,1	117,8	34,3%	11,7%	5,6%
Code	61790		73	30	124	108,4	103,4	103,8	16,7%	22,0%	21,6%
Width (mm)	146		146	45	105	101,1	96,6	96,9	5,0%	11,1%	10,6%
Height (mm)	17,45		219	60	100	99,7	95,4	95,8	1,0%	7,1%	6,6%
fins	12		292	75	99,2	99,7	95,6	96,0	0,7%	5,2%	4,6%
Code	60230		74,8	50	118	105,6	100,2	100,7	13,9%	20,2%	19,5%
Width (mm)	149,5		150	75	103	100,7	96,0	96,7	3,7%	10,0%	9,1%
Height (mm)	32,26		224	100	101	100,5	96,5	97,3	1,0%	6,6%	5,5%
fins	14		299	125	102	101,4	98,0	98,9	0,6%	5,5%	4,2%
Code	66459		170	200	112	106,3	115,0	119,6	6,7%	3,9%	9,5%
Width (mm)	339,9		340	300	116	104,7	120,7	126,3	12,6%	6,1%	12,7%
Height (mm)	33,32		510	400	121	108,0	129,0	135,0	14,4%	8,6%	15,2%
fins	40		680	500	126	112,6	137,1	143,1	13,9%	11,7%	18,0%

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66226		105	100	111	104,2	102,9	104,7	8,5%	10,2%	7,9%
Width (mm)	209,6		210	150	109	100,4	102,6	105,1	10,3%	7,5%	4,3%
Height (mm)	33,58		314	200	113	101,4	106,3	109,3	14,0%	8,1%	4,4%
fins	26		419	250	118	103,6	110,6	114,1	16,6%	8,6%	4,6%
Code	60815		106	100	135	113,9	106,5	107,0	19,9%	26,9%	26,4%
Width (mm)	212,1		212	150	114	109,6	103,0	103,5	5,2%	13,1%	12,6%
Height (mm)	50,8		318	200	109	110,6	104,4	104,9	1,6%	6,2%	5,6%
fins	12		424	250	109	112,8	106,9	107,5	5,4%	2,2%	1,5%
Code	66179		114	125	117	94,1	124,7	133,1	26,0%	9,3%	18,9%
Width (mm)	228,6		229	188	123	92,2	134,1	141,7	32,7%	12,5%	20,8%
Height (mm)	39,88		343	250	127	94,3	141,8	148,4	33,5%	15,6%	22,4%
fins	36		457	313	130	97,3	148,1	153,8	32,6%	18,4%	24,0%
Code	66180		114	150	122	98,0	124,8	132,5	25,8%	3,5%	11,9%
Width (mm)	228,6		229	225	129	96,5	134,0	141,2	33,0%	4,7%	11,9%
Height (mm)	41,15		343	300	135	99,1	142,0	148,3	34,1%	6,8%	12,7%
fins	40		457	375	139	102,7	148,8	154,2	33,4%	8,9%	13,8%

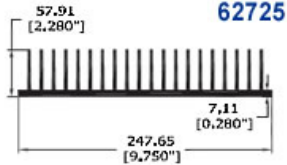
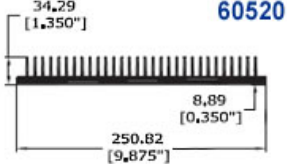
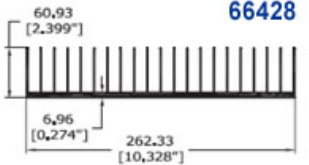
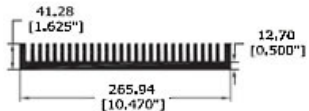
Annexe III

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66395		136	150	133	132,0	126,0	127,2	0,7%	6,6%	5,4%
Width (mm)	272,4		272	225	122	126,0	121,4	122,7	4,8%	0,2%	1,2%
Height (mm)	26,67		409	300	123	127,0	123,4	124,8	4,9%	1,0%	2,5%
fins	23		545	375	126	129,8	127,1	128,6	4,2%	1,3%	3,0%
Code	65340		140	200	110	112,5	109,5	111,4	3,7%	0,0%	2,4%
Width (mm)	279,4		279	300	108	111,3	112,2	114,9	3,7%	4,8%	8,2%
Height (mm)	58,42		419	400	115	115,0	118,8	122,2	0,2%	4,7%	8,7%
fins	23		559	500	122	119,8	126,1	130,2	2,5%	4,3%	8,7%
Code	66427		155	250	126	118,7	111,1	111,7	7,6%	15,6%	14,9%
Width (mm)	310		310	375	115	118,6	112,0	112,7	4,5%	3,3%	2,5%
Height (mm)	74,3		465	500	117	123,5	117,6	118,4	8,1%	1,3%	2,2%
fins	18		620	625	122	129,6	124,2	125,2	8,7%	2,9%	3,9%
Code	61155		156	150	123	116,6	124,9	130,3	6,5%	2,4%	8,2%
Width (mm)	311,2		311	225	123	112,3	128,1	134,5	11,8%	5,1%	12,0%
Height (mm)	25,4		467	300	126	113,9	134,8	141,8	12,3%	9,5%	16,8%
fins	32		622	375	128	117,0	141,8	148,8	11,0%	14,3%	21,5%

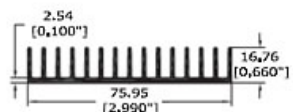
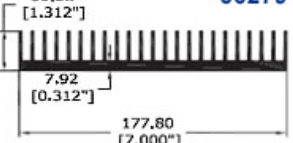
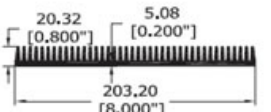
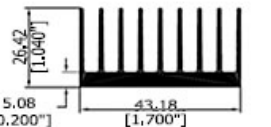
Comparaison entre le calcul analytique et le calcul 3D pour une gamme de dissipateurs

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	60560		55,6	40	115	109,6	106,8	108,4	6,2%	9,5%	7,6%
Width (mm)	111,1		111	60	108	104,7	104,5	106,7	4,7%	4,9%	2,2%
Height (mm)	32,77		167	80	110	104,6	106,4	109,1	6,3%	4,0%	0,6%
fins	14		222	100	112	105,5	109,2	112,3	7,7%	3,2%	0,7%
Code	61075		57,2	40	122	111,4	107,8	109,5	11,2%	15,0%	13,2%
Width (mm)	114,3		114	60	109	106,2	105,4	107,6	3,5%	4,6%	1,8%
Height (mm)	35,56		171	80	108	106,1	107,3	110,2	2,5%	0,9%	2,8%
fins	12		229	100	110	107,1	110,2	113,6	3,5%	0,4%	4,6%
Code	66142		58,3	10	106	63,8	89,2	92,4	55,3%	21,6%	17,4%
Width (mm)	116,6		117	15	96,8	60,6	88,7	90,8	54,2%	12,2%	9,0%
Height (mm)	13,65		175	20	91,3	60,0	88,6	90,2	51,1%	4,4%	1,9%
fins	27		233	25	87,5	60,0	88,7	89,9	47,8%	2,1%	4,2%
Code	66414		63,5	50	118	106,2	101,5	102,5	13,0%	18,4%	17,2%
Width (mm)	127		127	75	105	102,0	99,1	100,4	4,4%	8,2%	6,5%
Height (mm)	46,02		191	100	105	102,2	100,7	102,4	3,9%	6,0%	3,7%
fins	12		254	125	108	103,5	103,2	105,2	5,1%	5,5%	2,9%

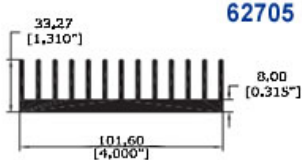
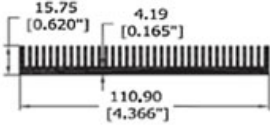
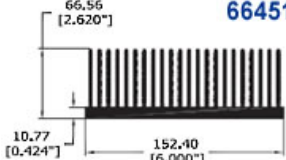
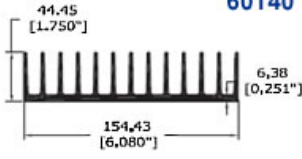
Annexe III

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	62725		124	120	92,6	92,8	88,4	89,1	0,3%	6,7%	5,5%
Width (mm)	247,7		248	180	87,1	91,0	88,6	89,6	6,9%	2,6%	4,4%
Height (mm)	57,91		371	240	89,4	93,1	92,0	93,3	6,2%	4,4%	6,6%
fins	20		495	300	93,1	96,0	96,2	97,7	4,6%	4,9%	7,3%
Code	60520		125	150	119	114,9	122,0	126,9	5,0%	3,0%	8,5%
Width (mm)	250,8		251	225	120	111,4	126,0	132,1	9,9%	6,3%	13,1%
Height (mm)	34,29		376	300	127	113,4	133,1	139,9	13,7%	6,8%	13,8%
fins	30		502	375	132	116,7	140,4	147,4	15,0%	8,2%	15,1%
Code	66428		131	200	120	115,4	108,8	109,7	5,0%	12,3%	11,3%
Width (mm)	262,3		262	300	111	114,1	109,3	110,4	4,2%	1,8%	0,4%
Height (mm)	60,93		393	400	113	117,8	114,2	115,6	5,3%	0,9%	2,6%
fins	21		525	500	118	122,7	120,1	121,8	5,1%	2,1%	4,1%
Code	66143		133	150	114	107,0	111,3	114,8	8,2%	3,1%	1,0%
Width (mm)	265,9		266	225	115	104,2	114,5	118,9	12,3%	0,1%	5,1%
Height (mm)	41,28		399	300	120	106,2	120,7	125,7	15,6%	0,5%	6,0%
fins	28		532	375	127	109,6	127,2	132,5	17,6%	0,6%	6,1%

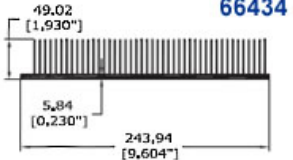
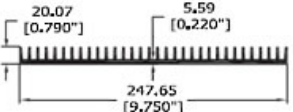
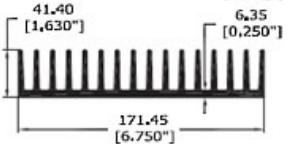
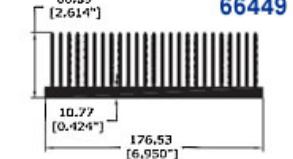
Comparaison entre le calcul analytique et le calcul 3D pour une gamme de dissipateurs

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66195		38	15	121	101,9	110,2	114,9	20,8%	11,7%	6,4%
Width (mm)	75,95		76	22,5	122	96,5	112,3	118,7	27,6%	10,4%	3,4%
Height (mm)	16,76		114	30	127	95,8	117,2	124,8	32,2%	10,1%	2,3%
fins	15		152	37,5	130	96,1	122,2	130,5	34,1%	8,2%	0,1%
Code	66279		88,9	80	112	105,3	106,0	108,5	7,9%	7,0%	3,9%
Width (mm)	177,8		178	120	110	101,1	106,5	110,0	11,4%	4,7%	0,3%
Height (mm)	33,32		267	160	114	101,7	110,5	114,8	15,1%	4,6%	0,5%
fins	23		356	200	120	103,4	115,2	120,0	18,1%	5,0%	0,4%
Code	66288		102	40	121	71,7	118,6	123,1	54,0%	2,4%	2,5%
Width (mm)	203,2		203	60	111	68,8	116,4	119,0	52,0%	7,0%	10,2%
Height (mm)	20,32		305	80	105	68,8	116,0	117,8	48,2%	14,8%	17,2%
fins	40		406	100	101	69,6	116,1	117,5	44,2%	21,3%	23,3%
Code	66122		21,6	8	115	93,7	97,8	100,4	25,3%	20,5%	17,5%
Width (mm)	43,18		43,2	16	131	105,4	115,8	121,0	25,7%	15,4%	10,2%
Height (mm)	26,42		64,8	24	144	112,5	128,6	135,9	27,7%	13,5%	7,1%
fins	9		86,4	32	156	117,6	138,7	147,6	30,3%	13,4%	6,4%

Annexe III

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	62705		50,8	40	135	118,3	116,5	118,9	15,5%	17,2%	14,9%
Width (mm)	101,6		102	60	124	112,9	114,7	117,9	12,2%	10,3%	6,9%
Height (mm)	33,27		152	80	126	112,6	117,2	121,2	14,1%	9,3%	5,2%
fins	13		203	100	130	113,6	120,7	125,3	16,2%	9,2%	4,5%
Code	66430		55,5	15	124	65,7	113,9	116,9	61,9%	10,5%	7,3%
Width (mm)	110,9		111	22,5	113	62,9	110,6	112,4	60,5%	3,1%	1,0%
Height (mm)	15,75		166	30	105	62,6	109,4	110,6	56,7%	5,6%	7,2%
fins	36		222	37,5	102	62,8	108,8	109,8	54,5%	9,2%	10,5%
Code	66451		77,2	100	109	94,4	110,5	116,4	18,0%	2,5%	10,0%
Width (mm)	154,4		154	150	117	92,7	120,1	127,7	27,7%	3,9%	12,6%
Height (mm)	66,56		232	200	126	94,6	129,6	137,7	33,0%	3,4%	11,7%
fins	22		309	250	135	97,3	137,9	145,9	35,7%	3,2%	10,8%
Code	60140		77,2	75	132	117,6	111,1	112,1	14,0%	20,4%	19,5%
Width (mm)	154,4		154	113	115	112,9	107,7	108,8	2,7%	8,9%	7,5%
Height (mm)	44,45		232	150	112	113,5	109,1	110,5	1,5%	3,7%	2,1%
fins	13		309	188	114	115,3	111,7	113,3	2,0%	2,2%	0,3%

Comparaison entre le calcul analytique et le calcul 3D pour une gamme de dissipateurs

Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66434		122	150	104	85,0	111,1	118,4	25,5%	9,8%	19,7%
Width (mm)	243,9		244	225	111	84,7	122,5	130,4	32,8%	13,7%	23,4%
Height (mm)	49,02		366	300	118	87,7	132,5	139,9	34,5%	16,4%	24,9%
fins	44		488	375	123	91,4	140,8	147,7	33,9%	19,2%	26,7%
Code	66221		124	100	115	110,9	111,0	113,5	5,0%	4,8%	1,8%
Width (mm)	247,7		248	150	112	105,4	109,6	112,8	8,5%	3,3%	0,5%
Height (mm)	20,07		371	200	115	105,7	113,0	116,7	10,9%	2,4%	2,0%
fins	32		495	250	117	107,6	117,2	121,3	10,8%	0,2%	4,9%
Code	62285		85,7	90	125	120,5	116,6	118,7	4,8%	8,9%	6,6%
Width (mm)	171,5		171	135	113	115,6	115,1	118,0	2,9%	2,3%	5,8%
Height (mm)	41,4		257	180	113	116,3	118,5	122,1	4,3%	6,9%	11,3%
fins	16		343	225	116	118,5	122,9	127,2	3,3%	8,5%	13,5%
Code	66449		88,3	150	122	106,5	123,0	130,0	16,7%	1,3%	8,9%
Width (mm)	176,5		177	225	132	105,3	134,0	142,9	26,5%	1,6%	10,3%
Height (mm)	66,39		265	300	144	108,2	145,3	154,8	31,3%	1,2%	9,6%
fins	25		353	375	153	112,1	155,3	164,8	33,4%	1,7%	9,3%

Annexe III

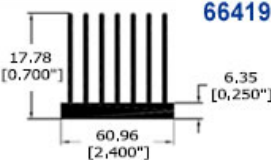
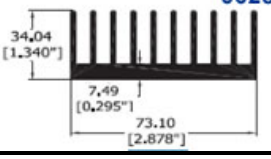
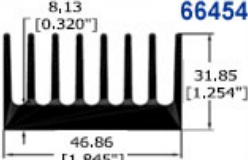
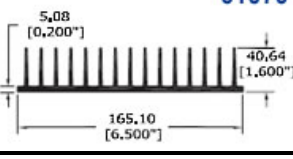
Full Surface Heat Transfer		Aluminum Extrusion Profiles Ferraz Shawmut / Mersen	r-theta results			Junction temperature algorithm Results			% ERROR		
			Length (mm)	Heat (W)	T-junction (C)	Yovanovich (C)	Bil. Boundary (C)	Bil. Wall (C)	Yovanovich	Bil. boundary	Bil. wall
Code	66419		30,5	25	134	102,7	100,5	102,1	30,3%	32,4%	30,9%
Width (mm)	61		61	37,5	115	98,8	99,9	102,4	18,7%	17,4%	14,5%
Height (mm)	71,78		91,5	50	112	99,0	102,8	106,1	16,0%	11,3%	7,3%
fins	7		122	62,5	113	100,1	106,4	110,4	15,0%	7,4%	2,6%
Code	66280		36,6	25	140	116,7	114,5	116,6	21,0%	22,9%	21,1%
Width (mm)	73,1		73,1	37,5	129	111,6	112,4	115,2	17,2%	16,3%	13,5%
Height (mm)	34,04		110	50	129	111,3	114,6	118,2	17,4%	14,1%	10,5%
fins	10		146	62,5	132	112,2	117,7	121,9	19,4%	14,1%	9,9%
Code	66454		23,4	10	127	99,3	101,4	103,6	28,9%	26,7%	24,4%
Width (mm)	46,86		46,9	15	116	95,4	101,9	105,1	24,3%	16,8%	13,0%
Height (mm)	31,85		70,3	20	118	95,2	105,2	109,3	25,9%	14,6%	9,8%
fins	8		93,7	25	121	95,9	108,8	113,7	27,6%	13,4%	8,1%
Code	61070		82,6	80	123	117,1	111,5	112,9	6,7%	12,7%	11,3%
Width (mm)	165,1		165	120	111	112,4	108,8	110,5	2,3%	2,1%	0,0%
Height (mm)	40,64		248	160	109	113,0	111,0	113,1	4,6%	2,1%	4,7%
fins	15		330	200	111	114,9	114,2	116,7	4,3%	3,4%	6,5%

Tableau N°13 : Comparaison de l'erreur entre le calcul analytique et le calcul numérique 3D pour différents dissipateurs

Annexe IV : Caractéristiques des moteurs fournis par le LGEP

Les moteurs utilisés pour les simulations fonctionnelles et dysfonctionnelles ont les caractéristiques suivantes :

Pour le moteur M_1 :

- $R_s = 1 + \alpha_{Cu}(T_{R_s} - 25) \Omega.m$
- $\alpha_{Cu} = 3.93 e^{-3}$
- $L_d = 7e^{-3} H$
- $L_q = 7e^{-3} H$
- $\varphi_r = 160e^{-3} Wb$
- $n_p = 3$
- $J = 2.63e^{-3} kg.m^2$
- $f = 25e^{-3} N.m$

Pour le moteur M_2 :

- $R_s = 1 + \alpha_{Cu}(T_{R_s} - 25) \Omega.m$
- $\alpha_{Cu} = 3.93 e^{-3}$
- $L_d = 3.215e^{-3} H$
- $L_q = 3.215e^{-3} H$
- $\varphi_r = 306e^{-3} Wb$
- $n_p = 5$
- $J = 9.2e^{-3} kg.m^2$
- $f = 100e^{-3} N.m$

Avec :

R_s : Résistivité du cuivre en fonction de la température T_{R_s}

α_{Cu} : Coefficient de température du cuivre

L_d : Inductance synchrone d'axe d

L_q : Inductance synchrone d'axe q

φ_r : Flux d'origine rotorique

n_p : Nombre de paire de pôle

J : Inertie du rotor

f : Couple des frottements visqueux du rotor

Résumé

Les systèmes électriques sont de plus en plus présents dans les applications embarquées. Ils remplacent les systèmes mécaniques ou hydrauliques. Dans le cas du remplacement d'un système hydraulique par un système électrique, le gain de masse n'est pas significatif mais peut devenir plus important en mutualisant l'onduleur. L'objectif des travaux de thèse qui s'intègre dans le cadre du projet CISACS est de développer une méthodologie de pré-dimensionnement de l'étage de puissance en considérant des contraintes multi-physiques et en intégrant le choix technologiques des composants. Le premier chapitre, à travers le contexte et les objectifs du projet CISACS, introduit la problématique de conception de convertisseurs statiques à embarquer au sein de futurs avions plus électrique. Dans le deuxième chapitre, une analyse fonctionnelle et dysfonctionnelle de certaines architectures adaptées à une application de type CISACS est effectuée. Trois architectures sont considérées : structure classique à N convertisseurs, une architecture mono-convertisseur-aiguilleur et une structure d'un convertisseur matriciel. Dans le troisième chapitre, nous proposons une méthodologie de pré-dimensionnement progressif de convertisseurs statiques par optimisation sous contraintes multi-physiques. Grâce à cette méthodologie, le choix des composants actifs et passifs est automatisé. Afin d'affiner le pré-dimensionnement de la structure de puissance retenue, nous proposons dans le dernier chapitre une méthodologie de placement-routage des semi-conducteurs de puissance sur dissipateur plan. La modélisation mise en œuvre fait intervenir les aspects électrique-thermique-géométrique du système.

Mots clés : pré-dimensionnement, optimisation, placement-routage, mono-convertisseur multi-machines

Abstract

Electric systems are more and more present in embedded applications. They replace mechanic or hydraulic systems. Regarding the replacement of a hydraulic system by an electric one, the mass profit is not significant but can be more considerable by mutualizing the inverters. The aim of that thesis' work, which fit in as part of CISACS projects, is to develop a pre-sizing methodology of the power floor by considering multi-physics torsions and including the technical choices of components. The first chapter, through the context and the objectives of CISACS project, introduces the problematic of the conception of the static converters to load within future more electrified airplanes. In the second chapter, a functional and dysfunctional analysis of some sort of adjusted architecture to an application such as CISACS is done. Three architectures are considered: the first one, a classic structure with N converters, the second one a mono-points converters and the last one a structure of a matrix converters. In the third chapter, a progressive pre-sizing methodology of static converters by optimization under multi-physical constraints is proposed. Thanks to this methodology, the choice of the active and passive components is automated. In order to refine the sizing of the structure of retained power, we suggest in the last chapter a methodology of placement-layout of the semiconductors of power on sink plan. The implementation of the modelling calls on the electric-thermic-geometric aspects of the system.

Keywords: pre-sizing, optimization, placement-layout, Mono-converter multi-machines